文部省検定済教科書 7 実教 工業 068

電子技術ＩA

実教出版

トランジスタとダイオードの量記号例

量記号	意　　味	量記号	意　　味
A_i	電流増幅度	P_C	コレクタ損失電力
A_v	電圧増幅度	P_i, P_o	入力電力，出力電力
A_p	電力増幅度	R_B	ベースバイアス抵抗
A_f	帰還増幅度	R_C	コレクタバイアス抵抗
C_c	コレクタ容量（C_{bc}）	R_E	エミッタバイアス抵抗
C_j	接合部容量	R_F	帰還抵抗
C_{ob}	ベース接地コレクタ出力容量	R_L	負荷抵抗
f_T	トランジション周波数（利得帯域幅積）	R_i	入力インピーダンス
$f_{\alpha e}$	エミッタ接地しゃ断周波数	R_o	出力インピーダンス
G_i	電流利得（デシベル表示）	S	安定指数
G_v	電圧利得（デシベル表示）	T_a	周囲温度
G_p	電力利得（デシベル表示）	T_j	接合部温度
h_{ie}		V_B	ベース電圧
h_{fe}	エミッタ接地 hパラメータ	V_C	コレクタ電圧　対アース電圧
h_{re}		V_E	エミッタ電圧
h_{oe}		V_{BB}	ベース電源電圧
I_B, i_b	ベース電流	V_{BE}	ベース・エミッタ間電圧
I_C, i_c	コレクタ電流　直流値と交流値	V_{CC}	コレクタ電源電圧
I_E, i_e	エミッタ電流	V_{CE}	コレクタ・エミッタ間電圧
I_F	ダイオードの順方向電流	V_F	ダイオードの順方向電圧
I_R	ダイオードの逆方向電流	V_R	ダイオードの逆方向電圧
I_Z	ツェナ電流	V_Z	ツェナ電圧
i_i	交流入力電流	v_i	交流入力電圧
i_o	交流出力電流	v_o	交流出力電圧
P_{DC}	直流入力電力		

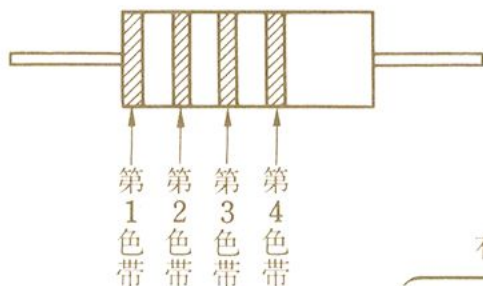
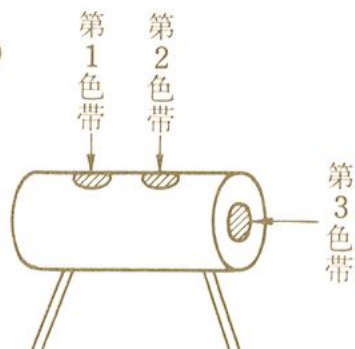
電子部品の色表示と数表示

色表示の例

コイル

有効数字

第1色帯 □（10の位） 第2色帯 □（1の位） × 10^□（第3色帯）

〔単位〕 抵抗 Ω ／ コイル μH

第4色帯のあるものは許容差をあらわす
- 金 ⟹ ±5〔%〕
- 銀 ⟹ ±10〔%〕
- 無色 ⟹ ±20〔%〕

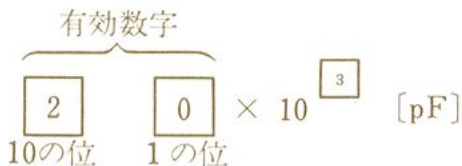
色コード

色	黒	茶	赤	だいだい	黄	緑	青	紫	灰	白
数値	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

数表示の例

磁器コンデンサ

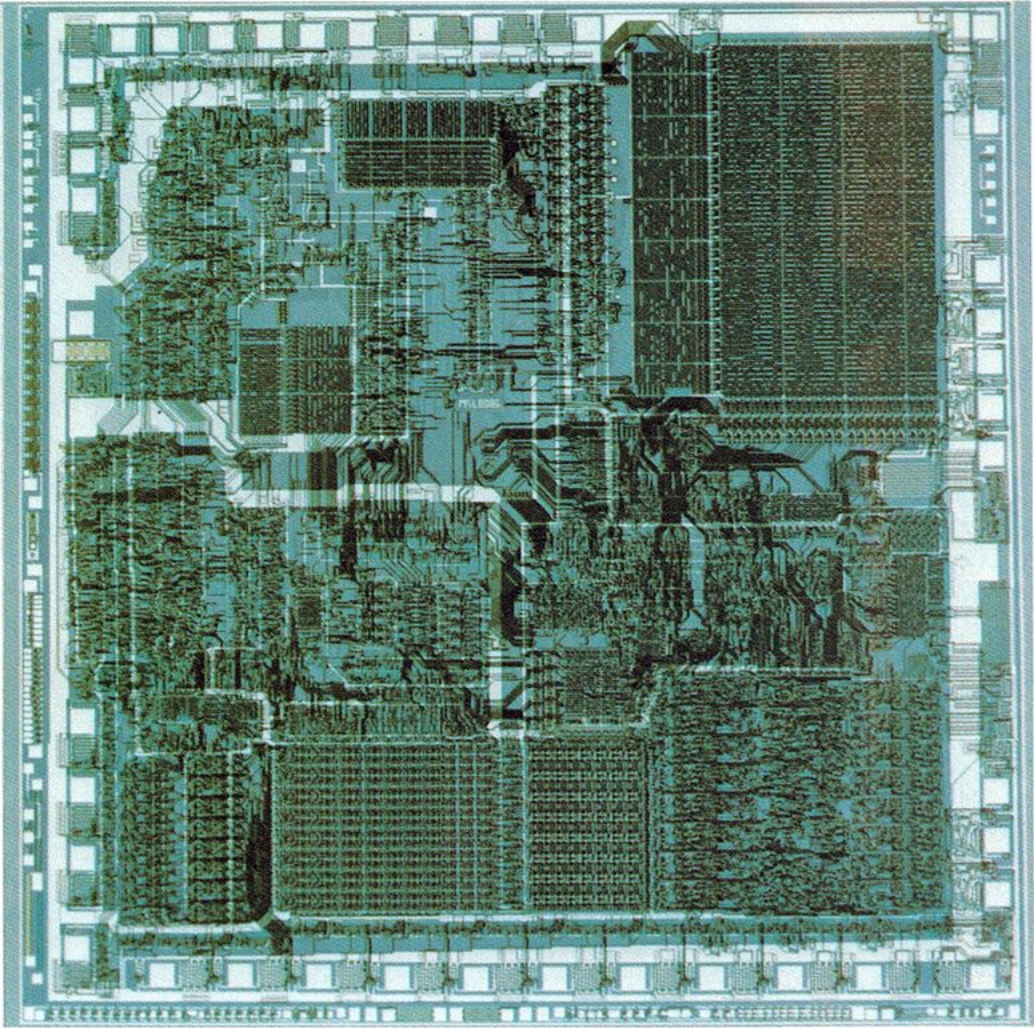
有効数字

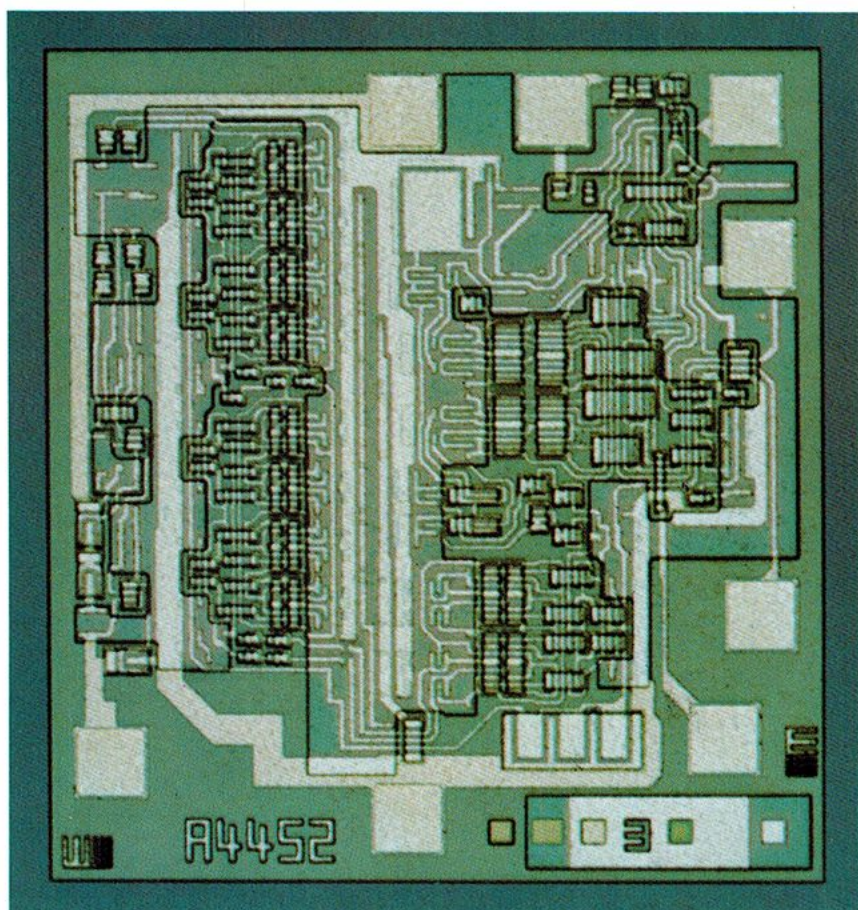
2（10の位） 0（1の位） × 10^3 〔pF〕

―― は定格電圧50〔V〕をあらわす

- K ⟹ 許容差±10〔%〕
- Z ⟹ 許容差＋80～－20〔%〕

抵 抗

100〔Ω〕

- J ⟹ 許容差±5〔%〕
- K ⟹ 許容差±10〔%〕

大規模集積回路(LSI)の顕微鏡写真

横5.9㎜，縦5.8㎜の大きさのもので，この中に28000個の素子がおさめられている。このLSIは，電子計算機の演算部分に使用される。

集積回路(IC)の顕微鏡写真

前ページとほぼ同じ大きさのテレビジョン用のプリスケーラとよばれるICで，1[GHz]の高い周波数まで使用できる。

昭和57年３月31日　文部省検定済　高等学校工業科用

電子技術ⅠA

末松安晴

実教出版株式会社

監　修

東京工業大学長
工学博士　末松安晴

編　修

東京工業大学教授
工学博士　藤井信生

元東京工業大学付属
工業高等学校教諭　石坂陽之助

東京工業大学付属
工業高等学校教諭　井上正也

東京都立小金井
工業高等学校長　岩本　洋

東京都立向島工業
高等学校教頭　内山明治

東京都立足立工業
高等学校教諭　北川宗行

東京都立荒川工業
高等学校教諭　庄司一喜

東京都立港工業
高等学校教諭　藤井　眞

東京都立小石川
工業高等学校教諭　福田　務

協　力

大阪府立成城工業
高等学校教諭　尾崎厚美

大阪府立茨木工業
高等学校教諭　大串龍生

兵庫県立兵庫工業
高等学校教諭　清水五男

神戸市立御影工業
高等学校教諭　土井武彦

「電子技術ＩＢ」の内容

第５章　パルス・ディジタル回路
第６章　電　源　回　路
第７章　電　子　計　測
第８章　自　動　制　御

「電子技術Ⅰ」を学ぶに当たって

――電子技術の発達と私達の生活――

1. 電気の発見とその利用

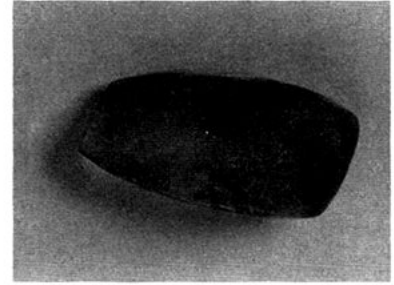
ギリシア時代に，すでに人類は，図1のような琥珀（こはく）とよばれる樹脂（じゅし）からできた化石を毛皮でこすることにより，琥珀が軽いものを引きつけることを知っていた（電気ということばのおこりは，この琥珀を**エレクトロン**とよんでいることからきているとされている）。

うす茶色に黄色をまぜたような色（こはく色）をしており，透明または半透明である。

図1 琥　珀

琥珀以外にもエボナイトと毛皮を摩擦するとエボナイトに吸引力が発生することが確かめられたが，琥珀やエボナイトなどの吸引力が**静電気**を発生した現象であることがわかったのは，ずっと後の17世紀になってからであった。19世紀のはじめに，連続して電気を取り出すことのできる電池が発明され，観測される電気から利用できる電気へと大きく発展していった。

このように，人類が電気をある目的のために利用できるようになったのは，わずか1世紀半ほど前のことに過ぎない。

はじめ，電気は有線通信にもっぱら使われ，情報の伝達時間を飛躍的に短縮することに成功した。19世紀中ごろには，すでに海底ケーブルによる大陸間の通信も行われていた。やがて電灯・発電機・電動機などの発明により，電気は光・熱そして動力源として利用されるようになり，私達の日常生活に大きな変化と改善をもたらした。また，19世紀後半には，電気は無線通信にも使われるようになった。

2. 電子技術の進歩の過程と発展

電子技術は，真空管の発明にはじまりトランジスタの開発から，集積回路（integrated circuit，略して IC）* へというように，大きく進歩，移り変わりをしてきた（図 2）。

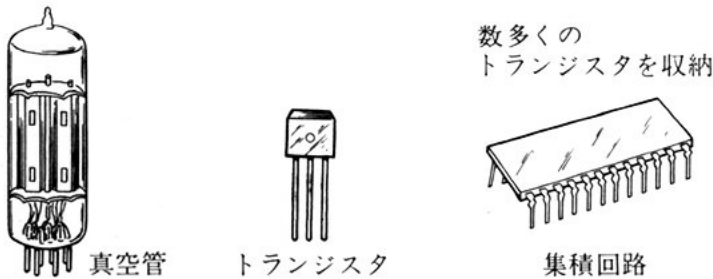



図 2　真空管・トランジスタ・集積回路

1904 年**フレミング**** による**二極管**の発明，続いて 1907 年**ド=フォレ***** による**三極管**の発明は，電気信号の増幅，検波という画期的な技術を可能にした。その応用として発振器が考案され，1910 年から 1920 年代にかけて，無線通信・ラジオ放送を促進させた。この後，通信，放送の周波数は中波から短波へ，さらに超短波へと拡大し，今日の電子技術の基礎が確立されていった。

有線通信も，増幅器の出現により通信可能な距離をのばすことができるようになったが，中継器に使用されていた増幅器のひずみが大きく，その改善が課題であった。

1927 年には，増幅器のひずみの改善ばかりでなく，増幅器の安定化にも有用である**負帰還**（ふきかん）**技術**が開発された。この負帰還技術の開発は，後のトランジスタの発明とともに，電子技術史上最も重要なことがらの一つである。

また，1930 年代には，すでにテレビジョンがアメリカや日本でも

*　1 つの基板上に数多くのトランジスタ・抵抗などを配置・集積した回路。
**　J. A. Fleming（1849～1945）イギリスの電気工学者。
***　L. D. Forest（1873～1961）アメリカ合衆国の電子工学者。

開発され始めていた。

第2次世界大戦を契機に，航空機発見のためのレーダ技術，弾丸(だんがん)の通過する曲線の計算すなわち弾道(だんどう)計算のための電子計算機技術，情報連絡のための無線通信技術を中心にして，電子技術は著しく進歩した。

とくに計算機は，はじめ機械式であったが，計算処理速度の向上のため，継電器を用いた電気式に変わった。やがて，真空管を使用した電子計算機が1946年に出現し，機械式に比べて数千倍も計算速度が速くなった。しかし，真空管式であったため形状と消費電力が大きく，すぐに故障するなどの理由から，あまり普及しなかった(最初の電子計算機は，質量30トン，真空管18800本，消費電力100〔kW〕)。

1947年**バーディーン*** や**ブラッテン****は，半導体の表面に金属針を立てて実験を行っているとき，偶然に半導体により増幅ができることを発見した。これがトランジスタ（この場合は点接触トランジスタ）であった。翌年の1948年**ショックレー*****は，接合トランジスタの動作原理について示したが，これが実用化されたのは，3年後の1951年であった。

こうして出現したトランジスタは，小形・軽量であること，さらに寿命が半永久的であることなど，真空管にない特長をもっているため，急速に電子技術の中に取り入れられた。電子技術はトランジスタの出現によって現代文明の中心的役割を果たすようになった。

1960年には，集積回路技術がアメリカで開発された。その数年後，集積度を集積回路より高めた大規模集積回路（**LSI**）が開発され，

---

* J. Bardeen（1908～）アメリカ合衆国の電子工学者。
** W. H. Brattain（1902～ ）アメリカ合衆国の電子工学者。
*** W. B. Shockley（1910～ ）アメリカ合衆国の電子工学者。

さらに集積度の高い超大規模集積回路（VLSI）へと集積回路技術は発展していった。

3. 電子技術と私達の生活

ラジオ・テレビジョン・電子式卓上計算機などは，私達の最も身近にある，電子技術を応用した機器の例であり，これらの機器をはじめとして，電子計算機・自動カメラ・電子時計など，ますます小形で信頼度の高い，高性能をもったものが製作されている（図3）。

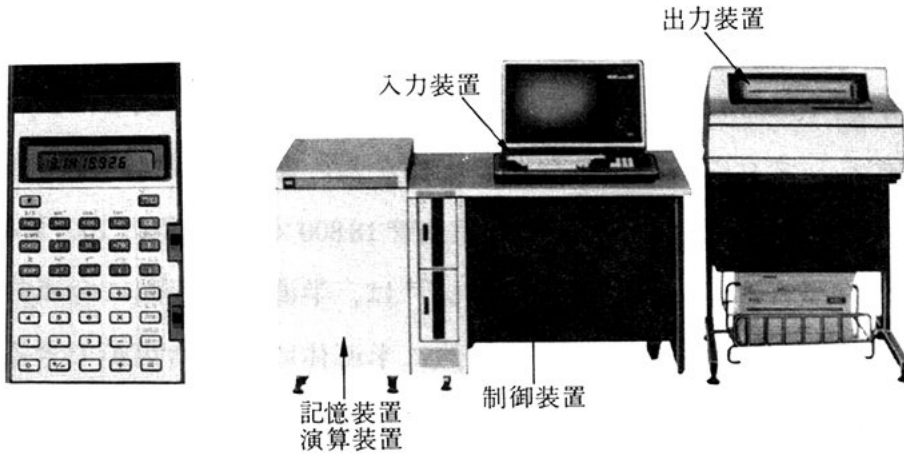



図 3 電子式卓上計算機と電子計算機

また，電子技術で制御された新幹線電車，各種自動操縦装置を備えた航空機なども製作されるようになり，電子技術は，私達の生活と深くかかわってきている。

通信についてみてみると，情報の伝達は古くはのろしなどによって行われていたが，これらの方法では通信可能な距離や，送ることのできる情報の量などが限られていた。現在は，人工衛星や海底ケーブルによって，テレビジョンや国際電話の中継を利用し，即時にほとんど全世界と，多くの情報が交換できるようになった。

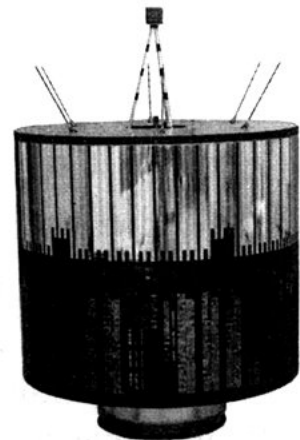



図 4 人工衛星

地球の外に目を向けてみると，1969年には人類は月に有人のロケットを飛ばして地球に帰還させた。1981年にはさらに遠方の土星にまでカメラを搭載（とうさい）したロケットを飛ばし，地球上からの操作でロケットから鮮明な写真を送らせた。これらはいずれも，高度な電子技術があってこそできることである。このようにいまや電子技術は，石油エネルギーとともに，私達の生活に欠くことのできないものになっている。

有線通信より約100年の後に真空管が発明され，トランジスタの出現までにさらに50年，その9年後に集積回路技術，そしてその後わずか数年で大規模集積回路技術の開発，続いて超大規模集積回路へと発展した過程をみると，電子技術の発展の度合いは，年とともに急激に速まってきている。

このような発展過程をたどってきた電子技術は，その重要な発見・発明のほとんどを，当時，文明・技術水準の高かった外国に負うところが多く，日本独自の発見・発明は残念なことに，わずかであった。しかし，最近は，日本の経済が成長し，また，日本における電子技術が著しく進歩したため，集積回路技術をはじめとし，電子応用技術，電子通信技術などの分野で，日本は世界の指導的な役割を果たすようになっている。大規模集積回路技術や光ファイバ通信技術などは，最近日本で著しく発展した例である。

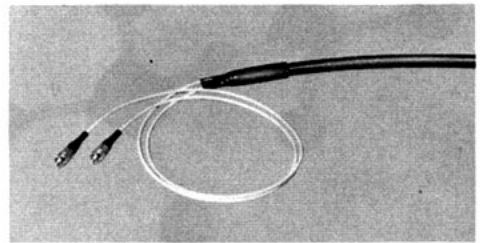



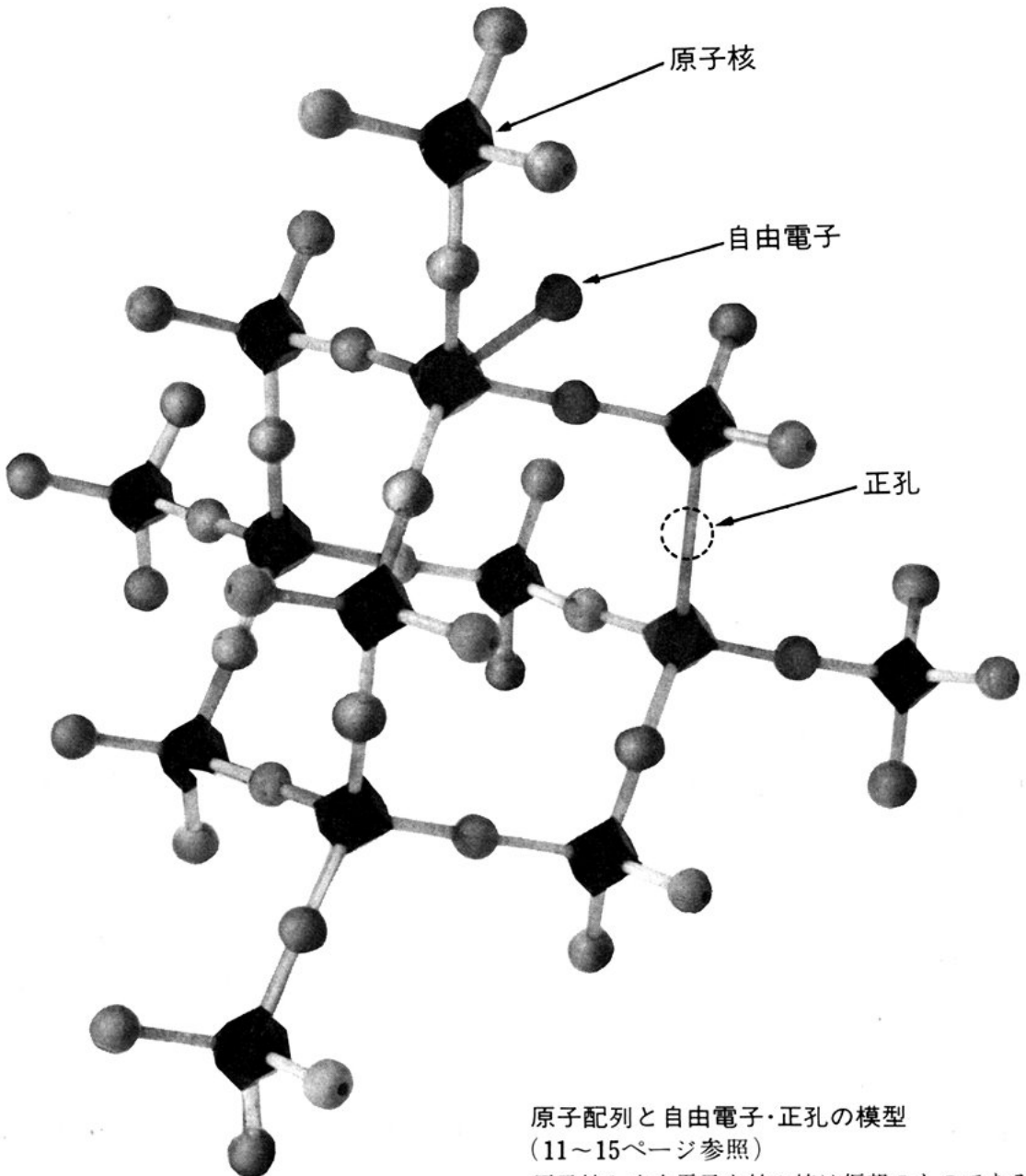
図5　ガラスで作られた光ファイバのケーブル

電子技術史上に残る重大な発見・発明のほとんどは，先人たちの努力によるものである。私達は，先人たちによって開発された電子技術の基礎がしっかりと身につくように学ぶことにしよう。

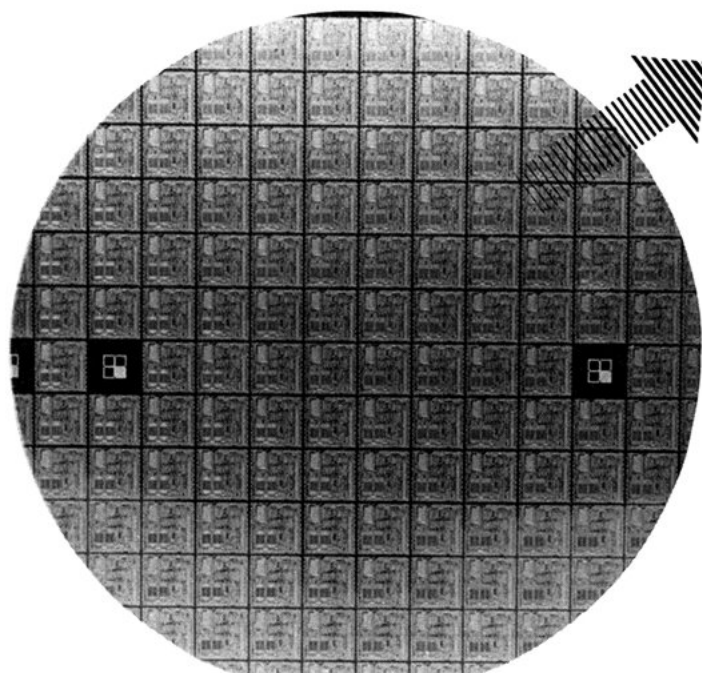
半導体素子

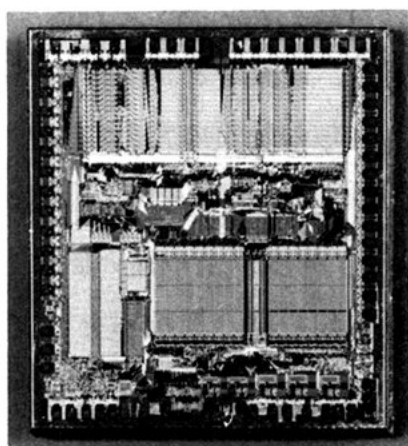
原子核

自由電子

正孔

原子配列と自由電子・正孔の模型
（11～15ページ参照）
原子核と自由電子を結ぶ棒は仮想のものである。

通信機器や電子計算機などに広く用いられているダイオード・トランジスタ・集積回路などは，半導体からできており，半導体素子とよばれる。これらは，整流作用，増幅作用，スイッチング作用などの，電子技術の基本となるはたらきをもっている。

この章では，このような半導体素子のなかから，代表的な例を取り上げ，その構造や電気的な性質，および用途について学ぶ。

チップ(6mm×7mm)

シリコンウェーハ

直径60～125〔mm〕,厚さ0.2〔mm〕くらいの，けい素の単結晶からなる薄い円板。縦・横に切った微小片を化学処理することにより，集積回路がつくられる。(44ページ参照)

1. 半　導　体

物質は，その電気的性質から，導体・半導体・絶縁体に分けられる。ダイオードやトランジスタは，半導体のもつ特有な電気的性質を利用したものである。ここでは，半導体の電気的性質や種類について学ぶ。

1. 半導体と原子

（1） 半導体と抵抗率

銀や銅などの金属は，電気抵抗が小さく電気をよく導くので**導体**とよばれ，ガラスやゴムなどは電気抵抗が大きく，電気を通しにくいので，**絶縁体**とよばれている。

これらの物質の常温における抵抗率を調べると，図1-1のように，導体は 10^{-10}～10^{-6}〔Ω·m〕という低い値をもち，絶縁体は 10^{8}〔Ω·m〕程度以上の高い値をもっている。この導体と絶縁体の抵抗率の中間の値の抵抗率をもつ物質を，**半導体**とよぶ。

抵抗率は，温度など外部の条件によって変わるが，半導体の抵抗

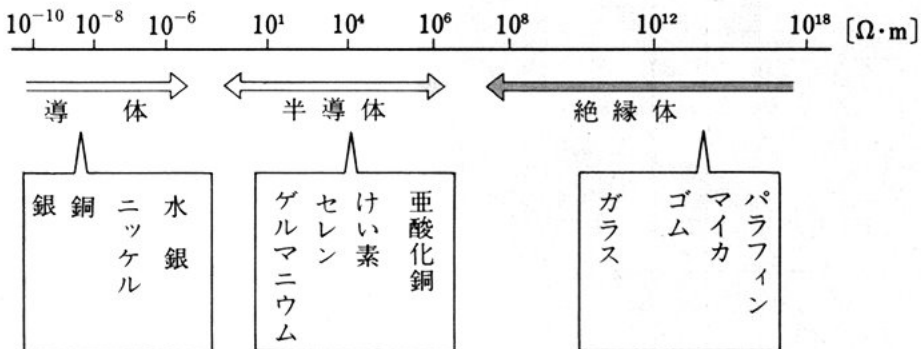



図 1-1　いろいろな物質の抵抗率

率は，外部の条件による変化がとくに大きいうえ，半導体の純度や製造・加工の方法によっても異なる。

おもな半導体に，けい素（シリコン，Si）やゲルマニウム（Ge）などがあるが，たとえば，ゲルマニウムの原子1億個の中に，たった1個まぎれ込んだ銅の原子が，ゲルマニウムの結晶の抵抗率に大きな変化を与えてしまうほどである。

このような半導体の電気的性質を理解するために，原子の構造や電子のはたらきについて調べてみよう。

（2） 原　子

（a） 原子の大きさ　すべての物質は原子から成り立っており，原子は，原子核とその外側にある何個かの電子でつくられている。

いま，原子を球とみたとき，その直径は図1-2(a)のように10^{-10}〔m〕くらいである。図(b)に示すように，地球の直径はおよそ，1.28×10^{7}〔m〕であり，ゴルフボールの直径はおよそ3.6×10^{-2}〔m〕であるから，地球とゴルフボールの直径の比が，ほぼゴルフボールと原子の直径の比に相当する。

しかも，原子は中身のつまった球ではなく，中はほぼ空間になっている。原子核も電子も，原子の大きさに比べてきわめて小さく，

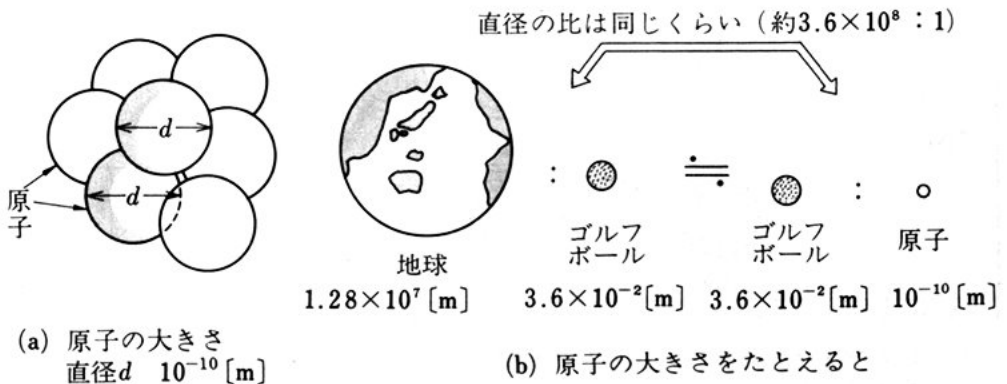



図1-2 原子の大きさ

直径はそれぞれ 10^{-14}〔m〕から 10^{-15}〔m〕程度であり，原子の直径の約1万分の1から10万分の1程度にしか相当しないから，原子内の空間は，電子にとって広大であるといえる。

（b） **原子の構造**　電子は，図1-3のように原子核のまわりにいく層かの軌道をつくっているが，この軌道にはいり込める電子の数は，それぞれの軌道によって決まっている。この例を示したものが図1-4である。最も外側の軌道にある電子を**価電子**といい，価電子の数を**原子価**という。たとえば，図1-3(a)のように，水素の

(a) 水素原子　　(b) リチウム原子

図 1-3　原子の構造

1族	2族	3族	4族	5族	6族	7族	8族	0族
				$_{1}$H				$_{2}$He
$_{3}$Li	$_{4}$Be	$_{5}$B	$_{6}$C	$_{7}$N	$_{8}$O	$_{9}$F		$_{10}$Ne
$_{11}$Na	$_{12}$Mg	$_{13}$Al	$_{14}$Si	$_{15}$P	$_{16}$S	$_{17}$Cl		$_{18}$Ar
		$_{31}$Ga	$_{32}$Ge	$_{33}$As				

注．本書の内容に関連のある原子を掲載してあるので，詳しくは，「化学」の教科書など参照のこと。

図 1-4　周期表と電子配列の例

価電子は1個なので原子価は1価，図(b)のようにリチウムの原子価も1価である。図1-4でみると，半導体のけい素やゲルマニウムの価電子は4個あるので，原子価は4価である。

（c） **自由電子**　原子核に近い軌道にある電子は，原子核に強く結びつけられているが，一番外側の軌道にある価電子は原子核の束縛から容易に離れることができる。原子核の束縛から離れた電子を，**自由電子**という。

2. 自由電子と正孔(せいこう)のはたらき

けい素の原子を模型的に示すと，図1-5(a)のようになる。

けい素の単結晶（原子がすべて規則正しく配列している結晶）では，ふつう，各原子は図(b)のように価電子を互いに共有しながら，規則正しく並んでいる。

図1-6のように，

① けい素の結晶に熱を加えたり，光を当てたり，または電界を加えたりすると，

② それらのエネルギーによって，結晶中にある価電子は原子核

(a) けい素原子　(b) 単結晶

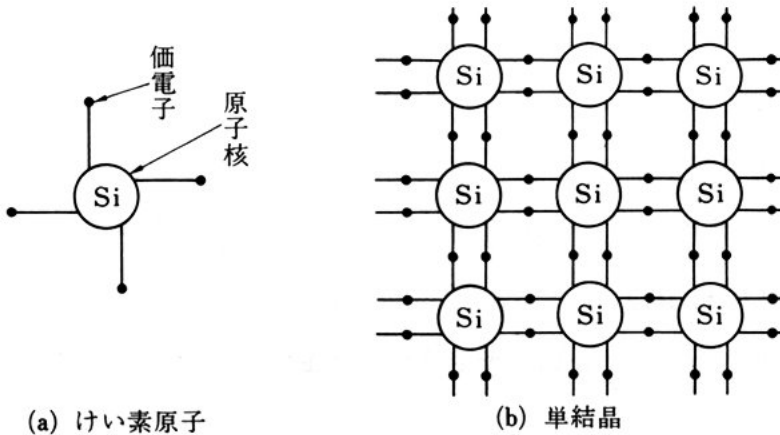



図 1-5 けい素の原子と単結晶

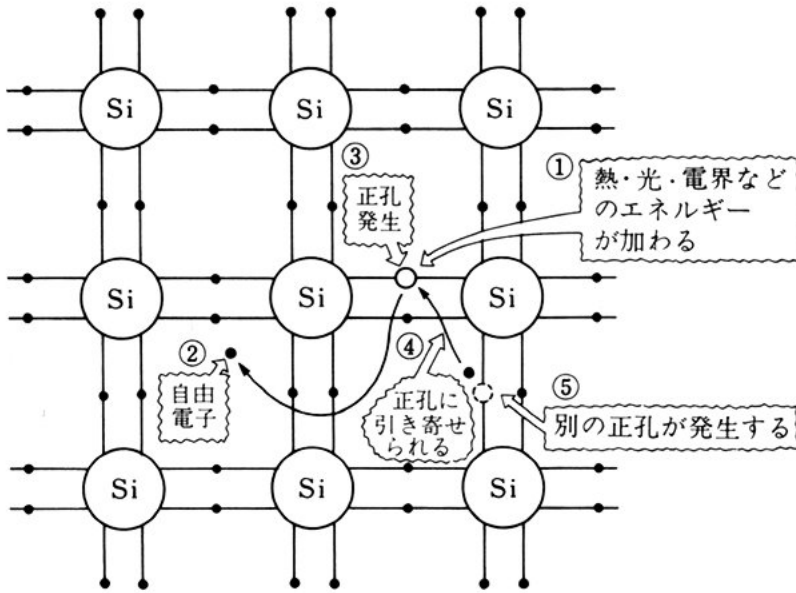



図 1-6　自由電子と正孔の発生

の束縛を離れて自由電子となり，結晶中を自由に動くことができるようになる。

③　価電子が自由電子となって移動したあとは，その電子のもっている負電荷がぬけた状態になっているので，ここに正の電荷をもった孔，すなわち**正孔**（hole）が生じたと考えられる。

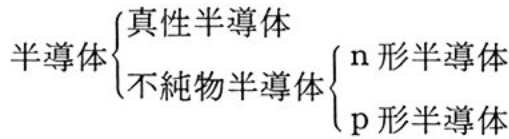
④　正孔は近くの価電子を引き寄せ，

⑤　引き寄せられた価電子のあとには，別の正孔が生じることになる。

この結果，正孔もまた，移動しているようにみえる。このように，自由電子と正孔は，いずれも電荷を運ぶなかだちをし，半導体の電気伝導にたずさわる。自由電子と正孔を，電荷の運び手という意味で**キャリヤ**（carrier）とよぶ。②，③のように，エネルギーによってキャリヤが生じることを，**キャリヤの発生**という。半導体中に電流が流れるということは，発生したキャリヤの移動を意味している。

3．半導体の種類

半導体は，次のように分類できる。

半導体 ｛ 真性半導体 / 不純物半導体 ｛ n 形半導体 / p 形半導体

（1） 真性半導体

前に学んだように，半導体はわずかな不純物の影響が電気的に強くあらわれる大変敏感な材料である。そのため，外部から不純物を加えて，次に学ぶようなn形半導体やp形半導体をつくるには，半導体の結晶を，一度じゅうぶん高い純度に仕上げなければならない。けい素やゲルマニウムの結晶は，99.999 999 999〔%〕というように，9が11個も並ぶような純度（**イレブンナインの純度**という）にまで精製されている。このような半導体を，**真性半導体**という。

真性半導体における自由電子と正孔の数は同じであり，熱・光・電界などのエネルギーを外から与えるとキャリヤが増えて，電流が流れやすくなる。

（2） 不純物半導体

(a) **n形半導体**　けい素（またはゲルマニウム）の真性半導体の中に5価の原子[①]，たとえば，ひ素（As）をごく少量混ぜ合わせて結晶をつくると，結晶中での原子は，けい素の性質に規制されて並ぶので，ひ素の原子のもつ価電子が1個，図1-7のようにはみ出してしまう。この電子は，原子核に束縛される力が弱いため，わずかなエネルギーで半導体の結晶中を自由に動き回る自由電子となる[②]。

---

① ひ素（As），りん（P），アンチモン（Sb）などがある。

② 負電荷をもつ電子を放出したひ素原子は，正電荷をもつが，この正電荷は正孔の場合と異なり，移動できない。

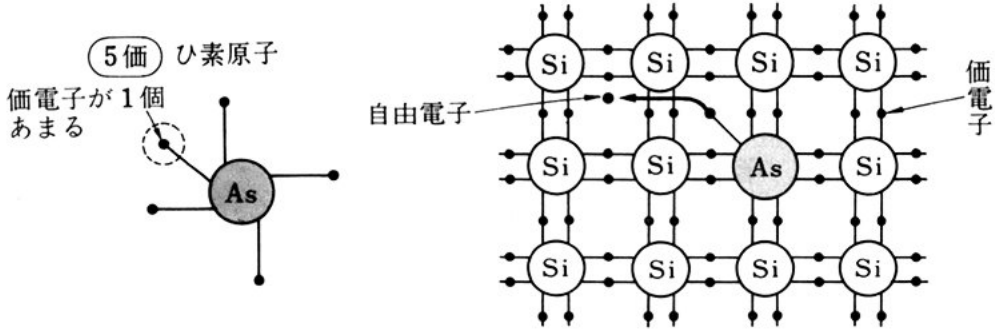



図1-7　n形半導体

このように，人工的に自由電子をつくるために混入する5価の原子を**ドナー**（donor）という。5価の原子を混入した半導体では，負（negative）に帯電した自由電子の数が，正（positive）に帯電した正孔の数より多いので，この半導体を**n形半導体**という。

n形半導体の自由電子のように，数の多いほうのキャリヤを**多数キャリヤ**といい，正孔のように数の少ないほうのキャリヤを**少数キャリヤ**という。

(b)　**p形半導体**　けい素の真性半導体の中に，3価の原子[①]，たとえば，ほう素(B)をごく少量混ぜ合わせて結晶をつくると，n形半導体の場合とは逆に，価電子が1個，図1-8のようにたりなくなり，ここに近くの価電子を引き寄せる結果，正孔が生じる[②]。

このように，人工的に正孔をつくるために混入する3価の原子を**アクセプタ**（acceptor）という。3価の原子を混入した半導体では，正孔の数が自由電子の数より多いので，この半導体を**p形半導体**という。p形半導体では，正孔は多数キャリヤであり，自由電子は少数キャリヤである。

① ほう素（B），ガリウム（Ga），インジウム（In）などがある。

② 電子を引き寄せたほう素原子は，負の電荷をもつがこの負電荷は，自由電子と異なり，移動できない。

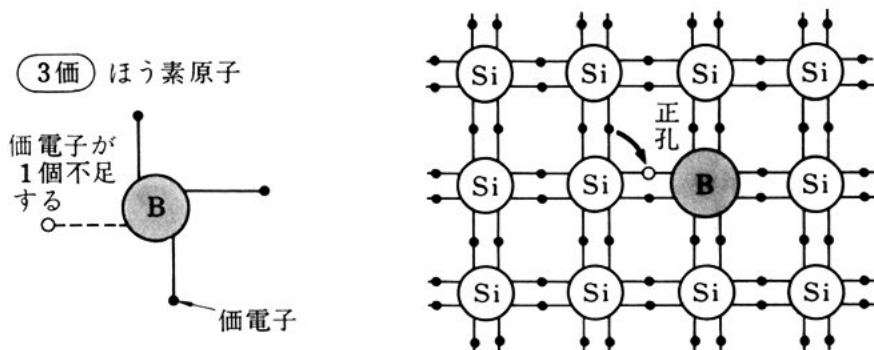



図 1-8 p 形半導体

n 形半導体や p 形半導体中では少数キャリヤの数はきわめて少ないが，後で学ぶように，重要なはたらきをするので，無視することはできない。

また，けい素やひ素やほう素などの原子からつくられる真性半導体・不純物半導体は，いずれも電気的に中性である。

4．キャリヤのふるまい

(1) ドリフト

半導体に電界を加えると，キャリヤである正孔または自由電子は，電界による力を受けて，電界の向きまたはその逆方向にそれぞれ移動する。このため，電界の向きに電流が流れる。

この現象を**ドリフト**といい，ドリフトによって流れる電流を**ドリフト電流**という。

(2) 拡　散

水の中にインクをたらすと，図 1-9 のようにインクは全体にしだいに広がって水と混じり合ってしまう。この現象を拡散というが，半導体においてもキャリヤの濃度に差（濃度こう配）があると，濃度の高い部分から低い部分に向かってキャリヤの移動がおこる。こ

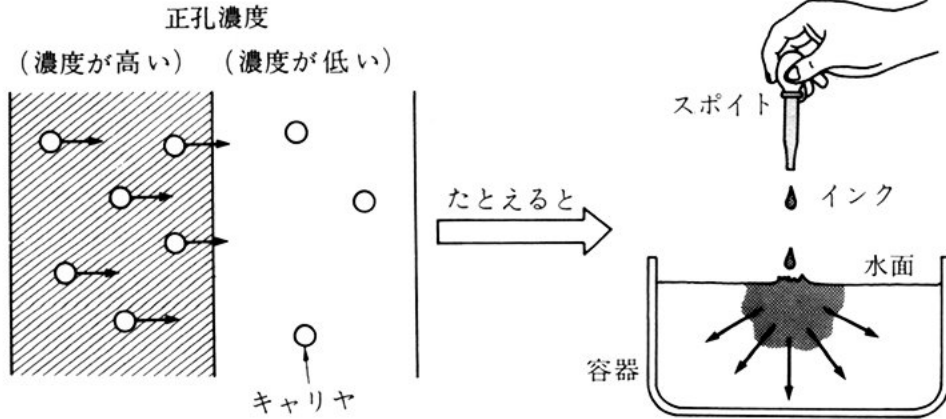



図 1-9　拡散によるキャリヤの移動

の現象も**拡散**とよび，拡散によって流れる電流を**拡散電流**という。拡散電流の大きさは濃度こう配に比例する。

（3）　キャリヤの発生と再結合

熱や光や電界などのエネルギーによって発生した半導体内のキャリヤである正孔と自由電子は，一定時間のうちに互いに結合して消滅する。この現象を**キャリヤの再結合**という。

外部から一定のエネルギーが加えられている半導体では，キャリヤの発生と再結合が同時に行われているが，キャリヤの発生と再結合の割合が同じであるため，平均するとキャリヤの総数は変わらないことになる。

5．pn　接　合

（1）　空（くう）　乏（ぼう）　層（そう）

ゲルマニウムやけい素の結晶をつくるとき，アクセプタやドナーを混入することにより，図1-10(a)のように，結晶の一部分をp形（p形領域），他をn形（n形領域）とすることができる。このように，p形とn形の領域が接した状態を**pn接合**といい，両方の領域の接している面を**接合面**という。

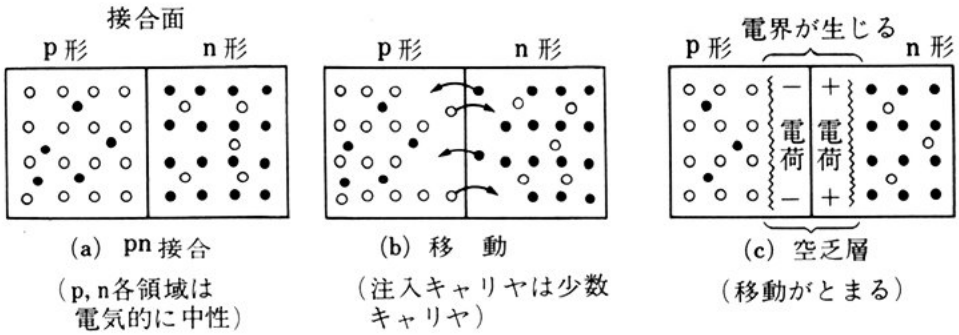



図1-10 注入キャリヤ

pn接合ができると，図(b)のようにn形領域の自由電子はp形領域へ，p形領域の正孔はn形領域へと，拡散により移動する。このように相手領域へ移動したキャリヤを**注入キャリヤ**[①]という。

接合面のp形領域側には，正孔がn形領域へ移動してなくなるので負の電荷が生じ，接合面のn形領域側にはp形領域へ自由電子が移動してなくなるので正の電荷が生じる。これらの電荷により電界が生じ，この電界は自由電子および正孔の移動を妨げるため，p形領域とn形領域のキャリヤはつりあいを保った状態になる。電界が生じた部分は，図(c)のようにキャリヤを失っているので，**空乏層**とよばれる。

(2) 電　位　障　壁

電界の生じている空乏層には図1-11のように電位の傾き(電位こう配)があり，キャリヤが空乏層を通り抜けるには，この電位こう配をのぼっていく必要がある。

電位こう配は，キャリヤの移動を妨害していることになり，**電位障壁**とよばれる。

① 注入キャリヤは，それぞれの領域内では少数キャリヤであって，p形領域内では自由電子，n形領域内では正孔である。

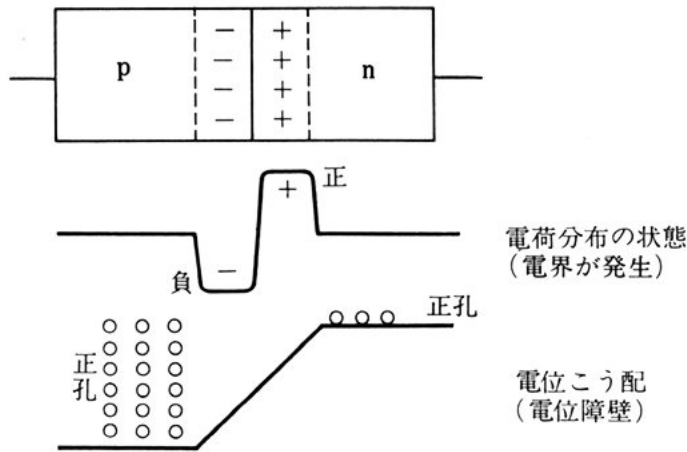



図 1-11　電　位　障　壁

pn 接合に電流を流すには，電位こう配をのぼるだけのエネルギーが，外部から供給されなければならない。pn 接合を使う理由は，このような電位障壁をつくっておいて，外部からのエネルギーによって注入キャリヤの数を制御するためである。

6．pn 接合における電流の制御

（1）順　方　向

pn 接合に外部から p 形領域を正，n 形領域を負とするような電圧（**順方向電圧**という）V_F を加えると，図 1－12(a)のように，空乏層の電位障壁が低くなり，空乏層の幅もせまくなって p 形領域から接合面をこえて正孔が n 形領域へ流れる。また，自由電子も n 形領域から p 形領域へ流れる。この場合重要なことは，加えた電圧によって，正孔が接合面を通って p 形領域から n 形領域へ，自由電子が n 形領域から p 形領域へ注入され，電流が流れることである。このようにして流れる電流を，**順方向電流**という。

（2） 逆　方　向

図1－12(b)のように，n形領域に対してp形領域が負になるような向きに電圧（**逆方向電圧**という）V_Rを加えた場合には，電位障壁はいっそう高くなり，空乏層の幅も広がる。このため，p形領域からn形領域，n形領域からp形領域への注入キャリヤはきわめて少なく，ほんのわずかな電流しか流れない。このような電流を**逆方向電流**[①]という。

(a) 順方向電圧の場合　　(b) 逆方向電圧の場合

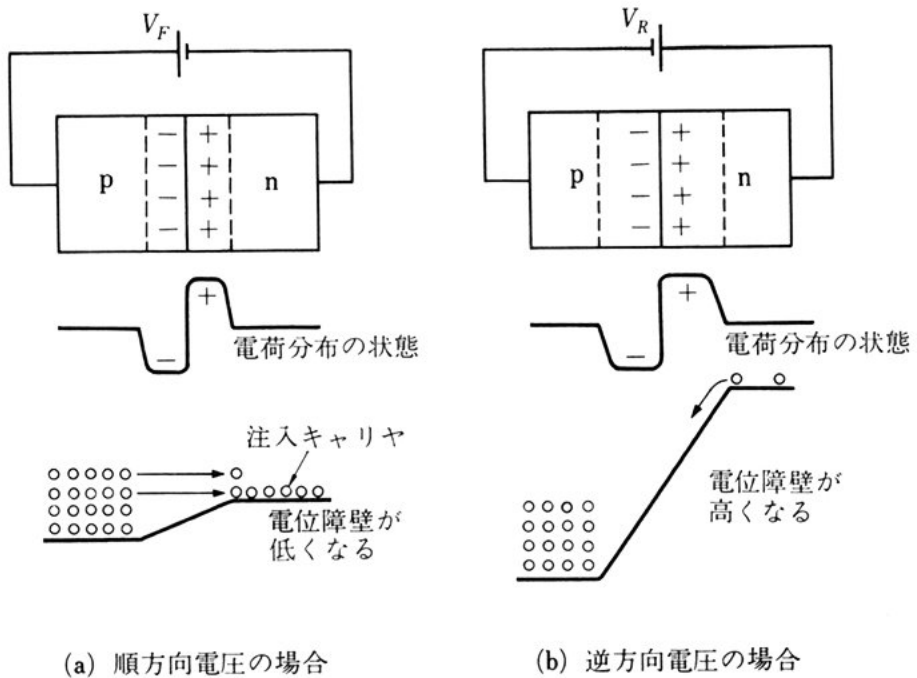



図1－12　電位障壁の変化

順方向・逆方向の電圧によるキャリヤの移動のようすを示すと，図1－13のようになる。

このように，pn接合には，電流が順方向には流れやすく，逆方向には流れにくい性質がある。

① 逆方向電流は，少数キャリヤが移動して流れる。

(a) 順方向電圧の場合　　(b) 逆方向電圧の場合

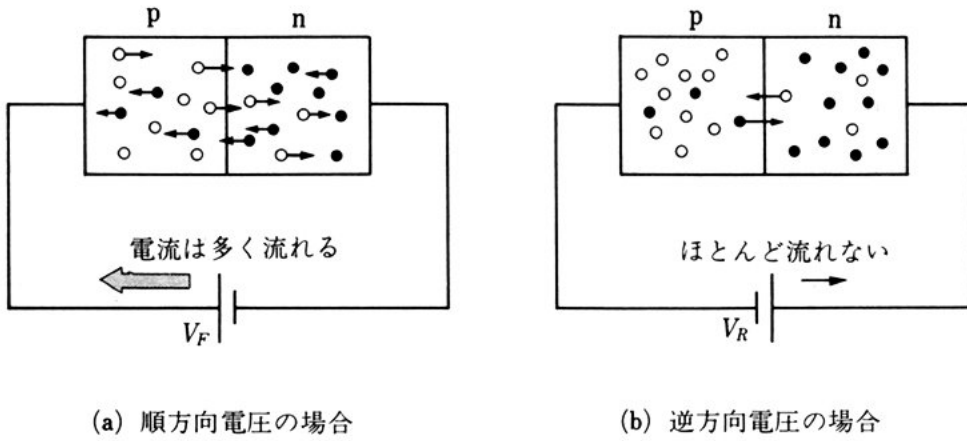



図 1-13　キャリヤの移動

問 1. 半導体にはどのような種類があるか。それぞれの違いを述べよ。

問 2. 次のことばを説明せよ。

(1) 自由電子　(2) アクセプタ　(3) 空乏層

2. ダイオード

pn 接合の p 形領域と n 形領域に，図 1－14(a)のようにそれぞれに端子をつけた素子を，**pn 接合ダイオード**という。ダイオードには，pn 接合ダイオードのほかに，いくつかの種類がある。

ここでは pn 接合ダイオードと，その他のいくつかのダイオードの構造，性質などについて学ぶ。

1. pn 接合ダイオードの構造と特性

(1) 構　　造

pn 接合には，前に学んだように電流が順方向には流れやすく，逆方向には流れにくい性質（**整流特性**）がある。

このような整流特性をもつ素子として，古くから実用化されてきたものに，セレン整流器・酸化銅整流器があり，これらは，セレン(Se) または亜酸化銅（CuO）と金属を接触させて，整流特性をもたせたものである。

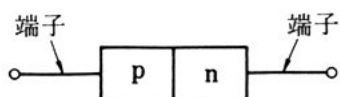
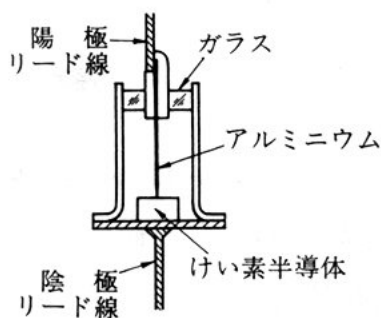
その後半導体の研究の進歩により，ゲルマニウムまたはけい素を

(a) 接合ダイオードの構造
(c) ダイオードの図記号
(b) 点接触ダイオードの構造

図 1－14　ダイオードの図記号と構造例

素材としたゲルマニウムダイオードやシリコンダイオードがつくられた。これらは，単結晶半導体のpn接合の整流特性を利用した整流用の接合ダイオードである。pn接合ダイオードは，セレン整流器・酸化銅整流器に比べて，電流密度が高く逆耐電圧（逆方向に耐えられる最大電圧）が大きいなど，電気的特性がひじょうにすぐれているので，現在では，整流用として使われるのは，ほとんどがpn接合ダイオードである。

なお，pn接合ダイオードのほかにゲルマニウムやけい素の単結晶半導体に金属線を押しつけた構造の図1－14(b)のような**点接触ダイオード**があり，これは，金属線と半導体との接触面積が小さいという特徴を生かして，周波数の高い場合に整流用として用いられている。ダイオードの図記号を図1－14(c)に示した。

図1－15は，pn接合ダイオードとその他のダイオードの例である。

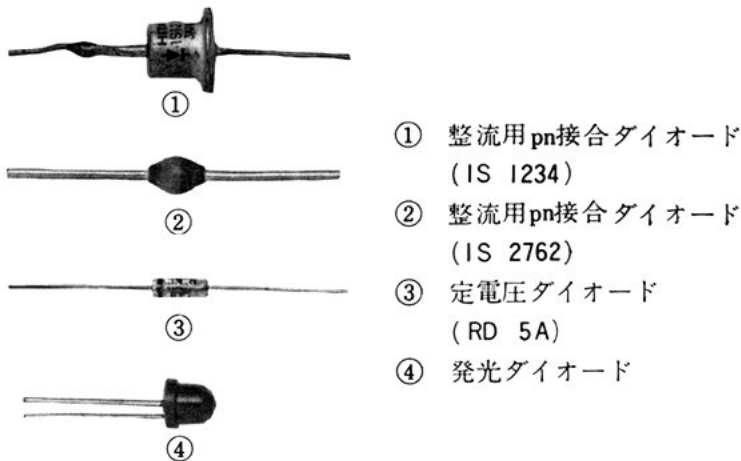



図1－15　pn接合ダイオードとその他のダイオードの例

(2) 特　　性

pn接合ダイオードには，次のような重要な性質がある。

① 図1－16(a)のように，電流が順方向にだけ流れやすい整流特性がある。

② 図(b)で示すように，電圧と電流の関係が，直線ではなく，オームの法則に従わない[①]。

③ わずかな順方向電圧で，大きな電流を流すことができる。

図(c)で示すように，順方向電流が流れはじめる電圧は，ゲルマニウムダイオード（Ge ダイオード）が約 0.2〔V〕，シリコンダイオード（Si ダイオード）は約 0.6〔V〕である[②]。

④ 逆方向電圧を大きくしていくと，図(b)のように，急に大電流が逆方向に流れはじめる現象がある。これは，pn 接合が破

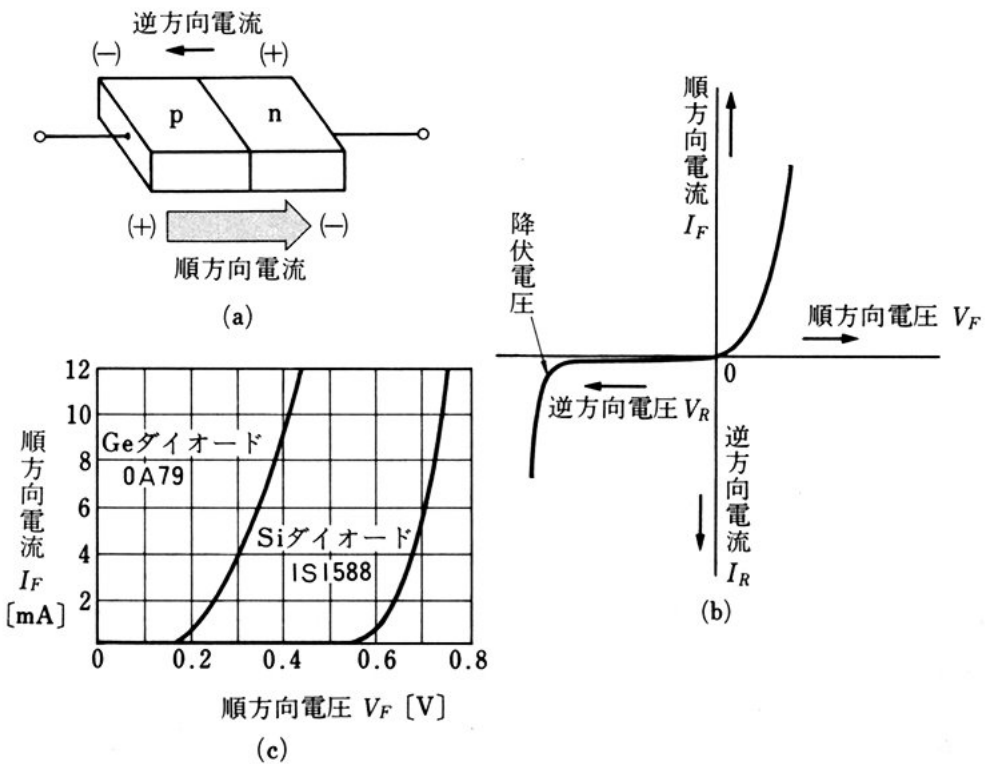



図 1-16　pn 接合ダイオードの特性

① オームの法則に従って流れる，シリコンと金のような異なった材料の間の接触（コンタクト）を，とくに**オーム接触**または**オームコンタクト**という。

② 実際には，この電圧はゲルマニウムダイオードで 0.1〜0.3〔V〕，シリコンダイオードで 0.5〜0.7〔V〕であるが，本書ではそれぞれについて，約 0.2〔V〕，約 0.6〔V〕の値を用いる。

壊したのではなく，電圧を小さくすれば，電流も0に近づく。この現象を**降伏現象**といい，電流が急に増えはじめるときの電圧を**降伏電圧**または**ツェナー電圧**という。

問 3. ダイオードの順方向と逆方向の電流の流れ方はどのように違うか。

2. ダイオードの最大定格

ダイオードを用いるには，電圧・電流・電力・温度などについて定められた最大定格をこえないようにしなければならない。

最大定格としては，一般に，次のようなものが定められている。

せん頭逆電圧　ダイオードに加えることのできる逆方向電圧の最大値

連続順電流　ダイオードの順方向に連続して流すことのできる直流電流の最大値

サージ電流　ダイオードの順方向に流すことのできる過渡的な電流の最大値

そのほか，定電圧ダイオードなどに規定されている**許容電力損失**がある。これは，熱による電力損失の限界で，図1-17で示すように，周囲温度が高いほど小さい。

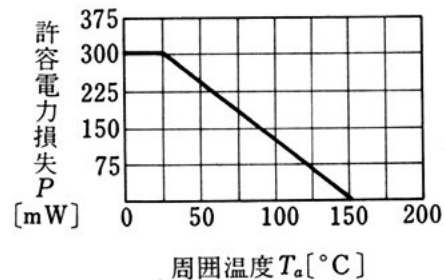



図 1-17 許容電力損失の例

表1-1に，最大定格の例を示す。

表 1-1 ダイオードの最大定格の例

形名	せん頭逆電圧	連続順電流	サージ電流
1S 955	100〔V〕	150〔mA〕	4〔A〕
1S 1599	125〔V〕	100〔mA〕	1〔A〕

ダイオードは，接合部の温度 T_j が，ふつう，ゲルマニウムダイオードで 75～80〔°C〕以上，シリコンダイオードで 150～175〔°C〕以上になると焼損してしまう。シリコンダイオードは，ゲルマニウムダイオードに比べ高温で使えるので，一般によく用いられる。

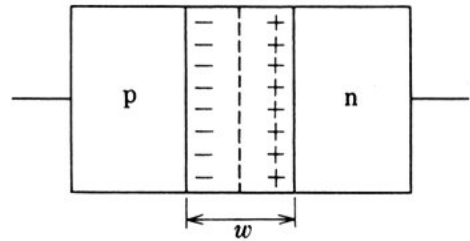
3. その他のダイオード

ダイオードには，整流特性を利用するもののほかに，次のようなものがある。

(1) 可変容量ダイオード

バリキャップまたは**バラクタ**ともいう。pn 接合の空乏層は図 1-18 のように，正負の電荷によって，一種のコンデンサのような状態となっている。これを**接合容量**という。その大きさは，空乏層の幅 w に反比例する。

図 1-18 接合容量

空乏層の幅は，逆方向電圧の大きさによって変化するので，これを利用して電圧による**可変容量素子**をつくることができる。

(2) 定電圧ダイオード

(a) 定電圧ダイオードの図記号

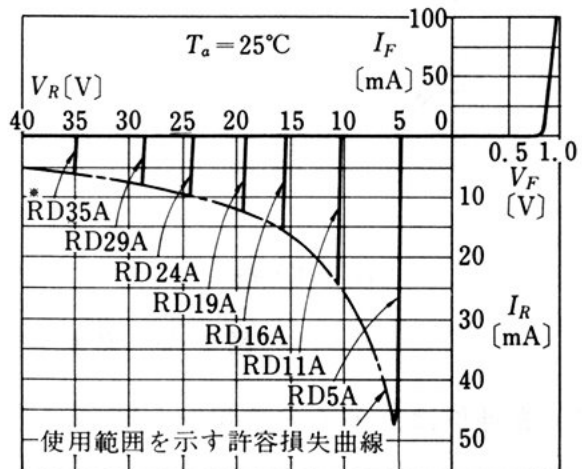
※ RD○A：定電圧ダイオードの種別を示す。

(b) ダイオードの降伏特性

図 1-19 定電圧ダイオードの図記号と降伏特性

ツェナーダイオード(Zener diode)ともいい，シリコンダイオードにみられるひじょうに急激な降伏現象を利用したものである。図1-19(a)に図記号を示す。降伏現象をおこしている範囲では，図1-19(b)のように，電流の広い範囲にわたって電圧が一定値に保たれる。これをダイオードの**降伏特性**といい，**定電圧素子**として使用できる。

(3) 発光ダイオード (LED) およびレーザダイオード

発光ダイオードは，ガリウムひ素 (GaAs)，ガリウムりん (GaP) などを材料としてpn接合をつくったものである。このダイオードの順方向に図1-20(a)のように電流を流すと，接合面で発光する現象がある。これはpn接合面の近くで自由電子と正孔が再結合するとき発光するもので，光の強さは電流の大きさに比例する。このダイオードを電子計算機のテープ読取り装置などの光源に利用したり，小形であるので，これを多数組み合わせて，図(b)のような数字表示器の発光部分や光通信の送信部などに利用している。

(a) 基本回路　(b) 数字表示器の例

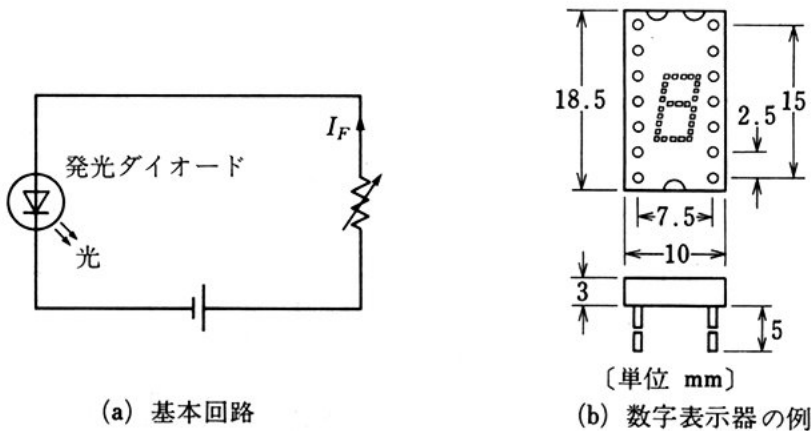



図1-20 発光ダイオード

光通信は，多くの情報を一度に送ることができ，一般の通信や情報処理システムなどに利用される。光源としてとくに有力なものに**レーザダイオード**がある。レーザダイオードは図1-21のような構

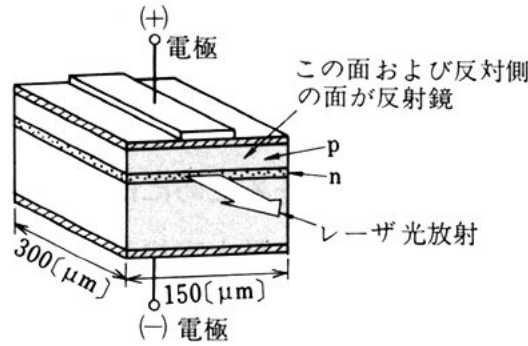



図 1-21 レーザダイオードの基本構造

造であり，図の前後の面は反射鏡になっている。このダイオードに順方向電流を流すと，接合面で光を放出し，この光が反射鏡で反射して強められてレーザ光となり，放射される。

（4） エサキダイオード

エサキダイオードは別名**トンネルダイオード**ともいい，図 1-22 (a)のような図記号であらわされ，図(b)のような特性をもっている。

エサキダイオードの特性をみると，図(b)からわかるように，順方向電圧 V_F を，0.065〔V〕から 0.35〔V〕まで増加させると，ダイオードの順方向電流 I_F が，2〔mA〕から 0.3〔mA〕まで減少している。このように，電圧を増加させると電流が減少するような特性をもつ抵抗を，**負性抵抗**という。エサキダイオードの負性抵抗の特性を利用して，簡単な高周波の発振器をつくることができる。

(a) 図記号 (b) 特 性

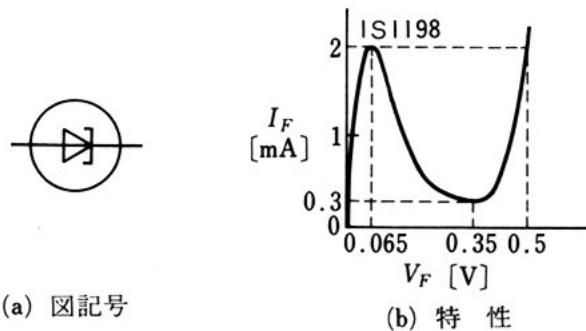



図 1-22 エサキダイオード

3. トランジスタ

トランジスタを有効に動作させるためには，そのしくみや基礎となる動作原理および，その特性や最大定格などについて理解することが大切である。ここでは，トランジスタの基本動作について学ぶ。

1. トランジスタの基本構造

トランジスタ（transistor）は，図1-23のように，1つの半導体の結晶の中に，薄いn形半導体を2つのp形半導体で，または薄いp形半導体を2つのn形半導体ではさみ，2組の接合を形成させた

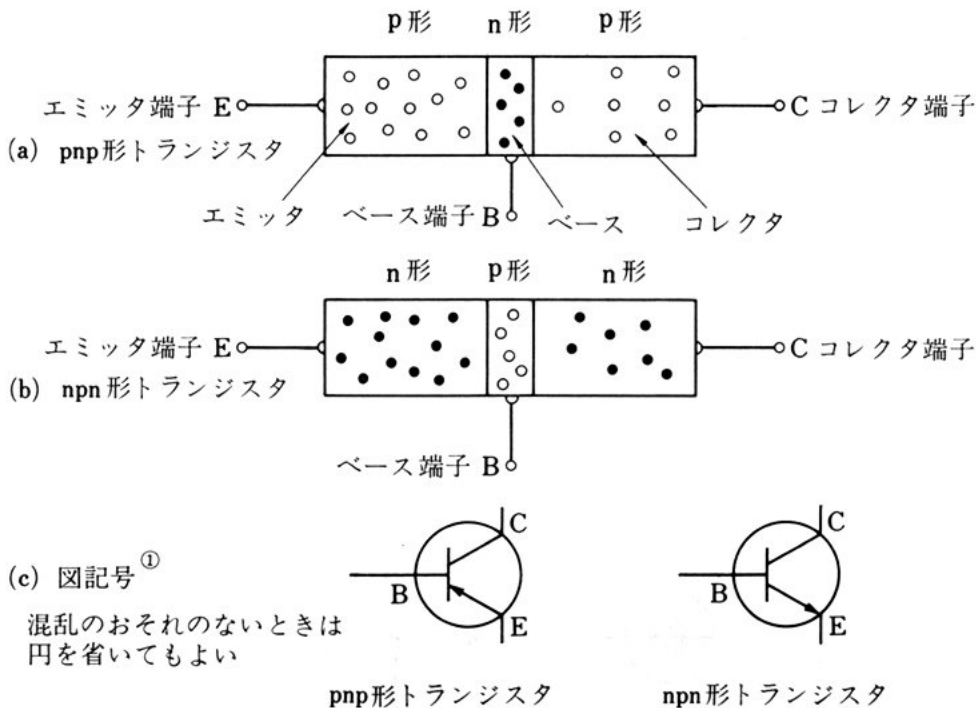



図 1-23　トランジスタの構造と図記号

① 図中の文字は，JISの図記号には付記されていないが，本書では理解を助けるため入れている。他の半導体素子の図記号についても同様である。

素子である。図(a)のように，p形-n形-p形となっているトランジスタを**pnp形トランジスタ**，図(b)のように，n形-p形-n形となっているトランジスタを，**npn形トランジスタ**という。トランジスタの図記号を図(c)に示す。

図1－23(a)に示すpnp形トランジスタの左端のp形領域を**エミッタ**，中央のn形領域を**ベース**，右端のp形領域を**コレクタ**とよび，エミッタ・ベース・コレクタにそれぞれ電極をつけ，これらから引き出されたリード線の端子を図のように，それぞれエミッタ端子(E)，ベース端子(B)，コレクタ端子(C)とよぶ。

図1－24に，トランジスタの例を示す。

① 低周波増幅・電力増幅用
(2SC 1173)
② 低周波増幅用
(2SC 504)
③ 低周波増幅・高周波増幅用
(2SC 945)
④ 低周波増幅・低雑音増幅用
(2SC 1000)

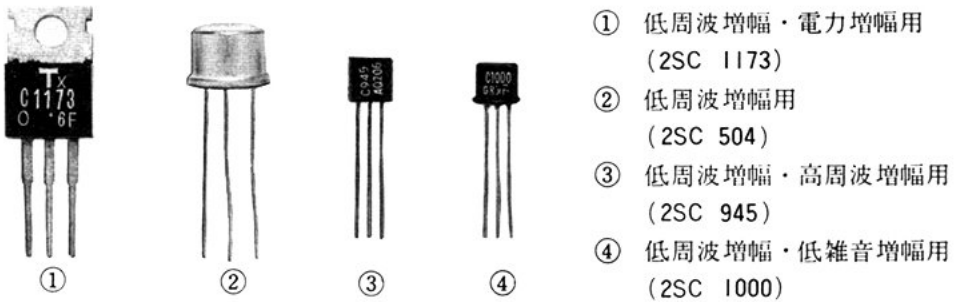



図1－24 トランジスタの例

2. トランジスタの基本動作

(1) トランジスタの動作原理

pnp形トランジスタを動作させるためには，まず，図1－25のように，エミッタ・ベース間のpn接合に順方向の直流電圧を与え，ベース・コレクタ間のpn接合には，逆方向の直流電圧を与えなければならない。

このように，トランジスタに直流電圧をかけることを**バイアス電圧(バイアス)をかける**という。

バイアス電圧をかけると，トランジスタ内部ではどのようなこと

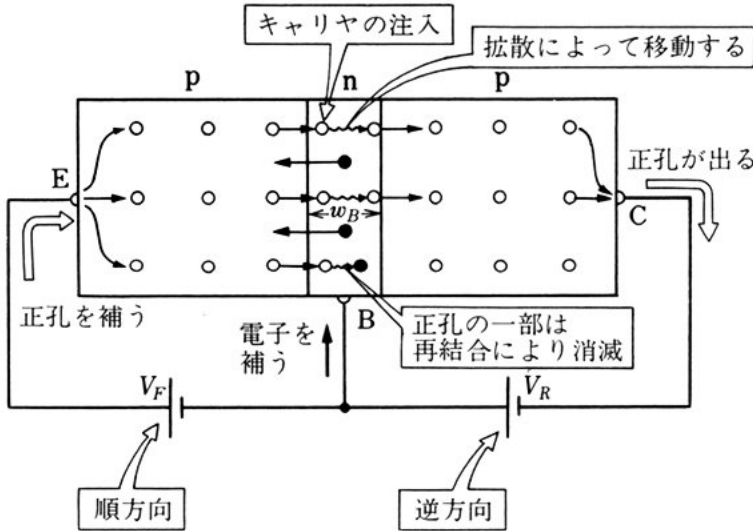



図 1-25　pnp 形トランジスタのキャリヤの動き方

がおこるだろうか。基本的にはトランジスタの作用は，接合ダイオードの動作を発展させたものである。

まず，キャリヤのふるまいを調べてみる。エミッタ・ベース間に順方向電圧を与えてあるので，図 1-25 のように，エミッタ領域の正孔がベース領域に注入される。このとき，エミッタ領域の正孔は，エミッタ端子を通して電池の正極から補給される。ベース領域に注入された正孔は，拡散によってコレクタ領域へと移動する。その途中で正孔の一部は電子と出合って再結合して消滅する。

トランジスタでは，ベース領域でのキャリヤの再結合を少なくするため，ベース領域の不純物の濃度を下げ，電子の密度を低くすると同時に，ベース領域の幅 w_B をせまくしてある。そのため正孔は，ベース領域を拡散によって移動していくうちに電子と再結合するが，その数はごくわずかで，大部分の正孔はそのままコレクタ領域に到達する。

このようにして，コレクタ領域に到達した正孔は，そこに加わっている逆方向のバイアスによる電界に引かれる。ベース領域からコ

レクタ領域に正孔がはいってくると同時に，これとほぼ同数の正孔がコレクタ端子から電源の負極に出ていくことになり，図1-26のようにエミッタ領域からコレクタ領域へのキャリヤの流れが成立する。

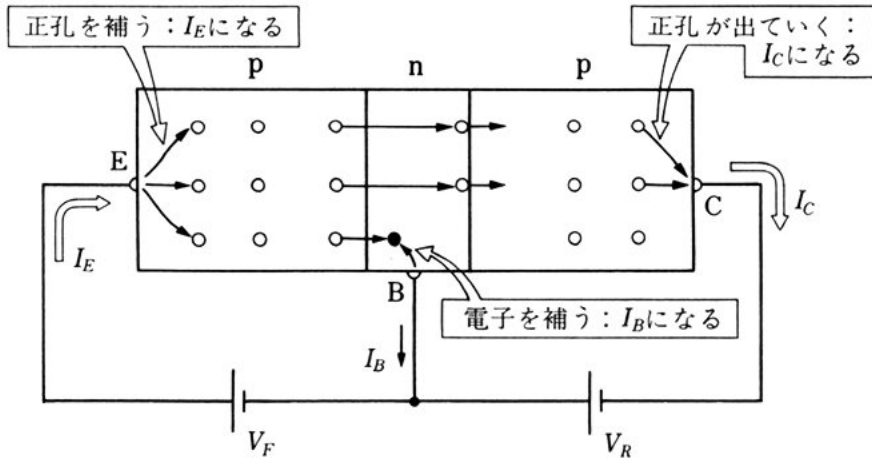



図 1-26　pnp 形トランジスタのバイアス電圧のかけ方と動作

エミッタ・ベース間が順方向にバイアスされているので，エミッタ領域からベース領域へ流れる電流，すなわちエミッタ電流 I_E は，その値も大きく，また，エミッタ・ベース間電圧に強く依存する。

コレクタ電流 I_C は，エミッタ電流にほとんど等しいため，これもエミッタ・ベース間電圧によって直接制御されることになる。ここで大切なことは，コレクタ電流は，ベース・コレクタ間電圧にほとんど依存しないことである。

これまではpnp形トランジスタの動作について学んだが，npn形トランジスタでは，電子がキャリヤとして動くので，電源電圧の正負が変わることに注意すれば，基本的な動作は同じである（図1-27)。

（2） トランジスタの電流増幅作用

図1-26，27のように，ベースを共通端子としてエミッタとコレクタに直流電源をつなぎ，エミッタからベース領域を経てコレクタ

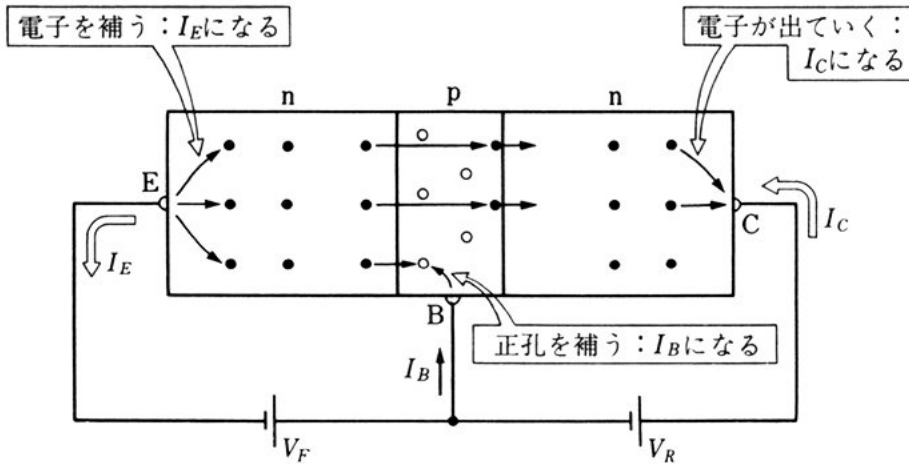



図 1-27　npn 形トランジスタのバイアスのかけ方と動作

にキャリヤを流す方法を **ベース接地** という。

トランジスタのエミッタ電流 I_E のごく一部がベース電流 I_B になり，残りがコレクタ電流 I_C となるので，次の関係がなり立つ。

$$I_E = I_B + I_C \qquad (1-1)$$

したがって，I_C は I_E よりわずかに小さい。このとき $\frac{I_C}{I_E}$ を h_{FB} [①] という記号であらわし，これを**ベース接地直流電流増幅率**という。その値は0.9～0.999程度となる。

他方，図1-28のように，エミッタを共通端子としてベースおよびコレクタに直流電源を接続する方法を **エミッタ接地** という。

この回路の動作原理は，ベース接地と同じであり，I_E の一部が I_B となり，残りが I_C となる。

いま，I_B と I_C の関係に着目してみると，式（1-1）から，

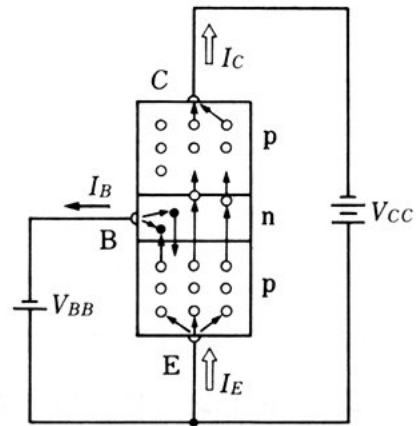



図 1-28　エミッタ接地回路

① h_{FB} を α とあらわすこともある。

$$\frac{I_C}{I_B}=\frac{I_C}{I_E-I_C}=\frac{\frac{I_C}{I_E}}{1-\frac{I_C}{I_E}}=\frac{h_{FB}}{1-h_{FB}} \qquad (1-2)$$

となる。h_{FB} の値は 0.9～0.999 であるから，式 (1-2) の値は，約 10～1000 と大きくなる。$\frac{I_C}{I_B}$ を h_{FE}[①] という記号であらわし，これを**エミッタ接地直流電流増幅率**という。

式 (1-2) は，わずかな I_B で大きな I_C を制御できることを意味している。これを，トランジスタの**電流増幅作用**という。このようにエミッタ接地では，電流増幅ができ，また第2章で学ぶが，**電圧増幅**や，**電力増幅**もできるので，これから学ぶ電子回路でエミッタ接地は広く使われている。

3. トランジスタの静特性

実際にトランジスタを回路素子として使用するときには，各電極に加える電圧と電流の関係をよく知っておく必要がある。トランジスタの各端子間の直流電圧と電流の関係を示したものをトランジスタの**静特性**という。

図1-29のエミッタ接地回路でベース端子，コレクタ端子の電

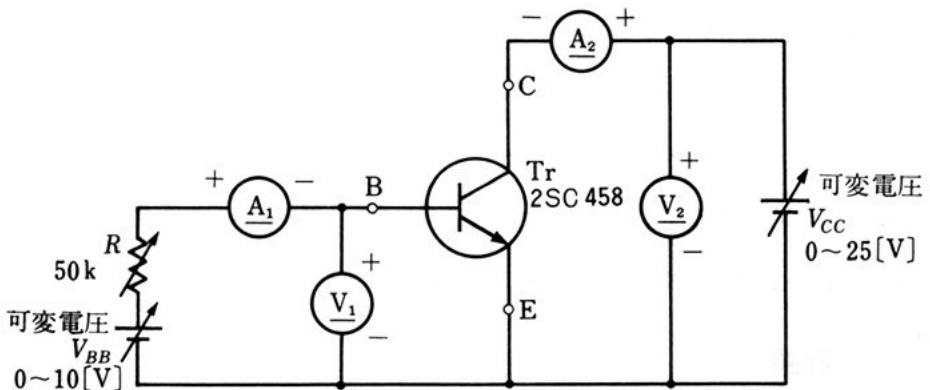



図 1-29　トランジスタの静特性測定回路

① h_{FE} を β とあらわすこともある。

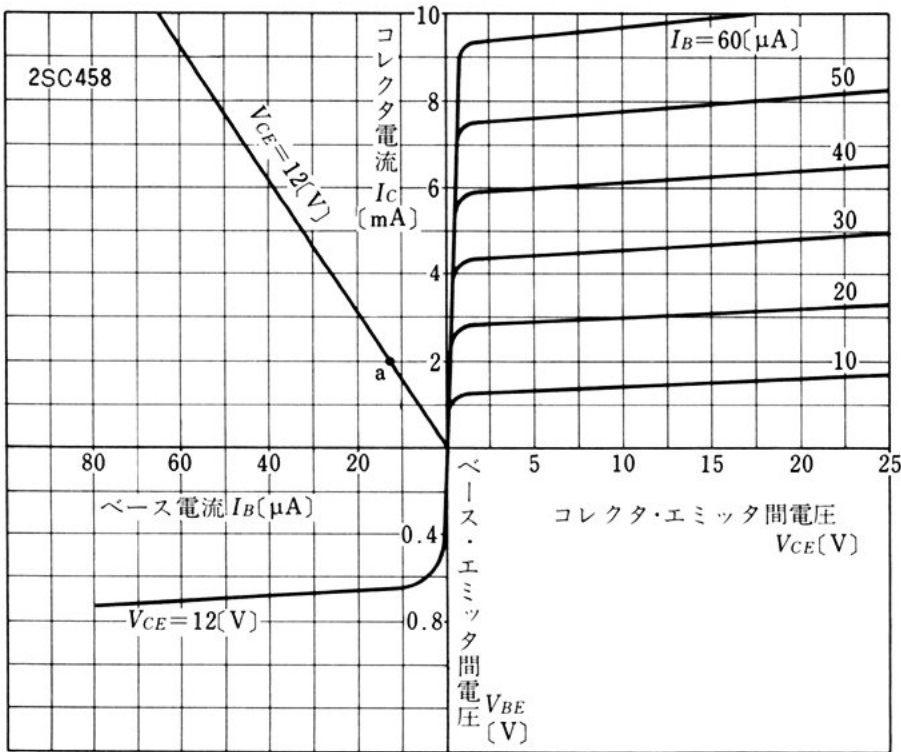



図 1-30 トランジスタ（エミッタ接地）の静特性の例

圧・電流を測定すると，図1-30のような特性曲線が得られる。V_{BE}, I_B および V_{CE}, I_C をそれぞれベース端子の電圧・電流，コレクタ端子の電圧・電流の記号とし，V_{BB}, V_{CC}を，それぞれベース・コレクタに加える電源電圧の記号とする。

エミッタ接地の静特性から，次のようなことがわかる。

① I_C は，V_{CE} にはあまり影響されないが，I_B によって大きく変わる。

② V_{CE} が0〔V〕に近づくと，I_C が急激に減少する。

③ I_B は V_{BE} によって大きく変化する。

<例題 1>

図1-30のa点における，このトランジスタの直流電流増幅率 h_{FE} の大きさを求めよ。

解　直流電流増幅率 h_{FE} は,

$$h_{FE}=\frac{I_C}{I_B}=\frac{2\times10^{-3}}{13\times10^{-6}}\fallingdotseq150$$

問 4.　$h_{FB}=0.99$ のトランジスタの h_{FE} の値はいくらか。

4.　コレクタしゃ断電流 I_{CBO} および I_{CEO}

図1－31(a)は，エミッタを開放した状態で，コレクタ・ベース間に直流電圧 V_{CB} を加えたときに流れるコレクタ電流を測定する回路である。

この回路でコレクタに流れる電流 I_{CBO} を，**ベース接地のコレクタしゃ断電流**といい，ベース・コレクタ間のpn接合の逆方向電流を示している。一般に，電力の大きいトランジスタほど，接合部の面積が大きくなるので I_{CBO} も大きくなる。また，I_{CBO} は図(b)のように温度によって大きく変わる。

また，図1－29でベースを開放し，コレクタ・エミッタ間に電圧を加えたとき流れるコレクタ電流 I_{CEO} を，**エミッタ接地のコレクタしゃ断電流**という。I_{CEO} は I_{CBO} よりも温度による変化が大きく，値

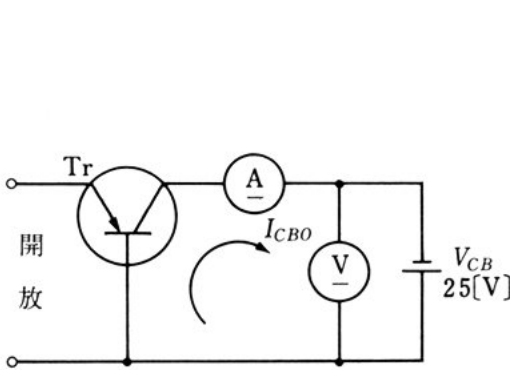
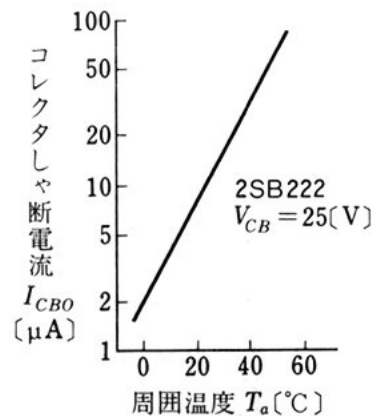



図 1－31　I_{CBO} の測定と温度特性

も I_{CBO} よりも大きくなる。

I_{CBO}, I_{CEO} は，それぞれエミッタ電流 I_E やベース電流 I_B を流さなくても，コレクタに流れる電流で，温度に大きく依存する。第2章で学ぶトランジスタを用いた回路を安定に動作させるには，この I_{CBO}, I_{CEO} は，小さいほどよい。

5. トランジスタの最大定格

トランジスタには，ダイオードと同じように，電流・電圧・電力・温度などに対する最大定格があり，定められた最大定格をこえないようにしなければならない。

コレクタ電流 I_C，コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} の最大定格を，$I_{C\max}$, $V_{CE\max}$ とあらわす。I_C と V_{CE} の積 P_C を**コレクタ電力損失**(またはコレクタ損失)という。P_C にも最大定格 $P_{C\max}$ が定められている。P_C が $P_{C\max}$ をこえると，接合部が高温になってトランジスタは破壊されてしまう。

$V_{CE}I_C=P_{C\max}$ は，図1-32の破線のような曲線を描き，この曲線と，$V_{CE\max}$, $I_{C\max}$ の囲む図の斜線の領域で，トランジスタを使用

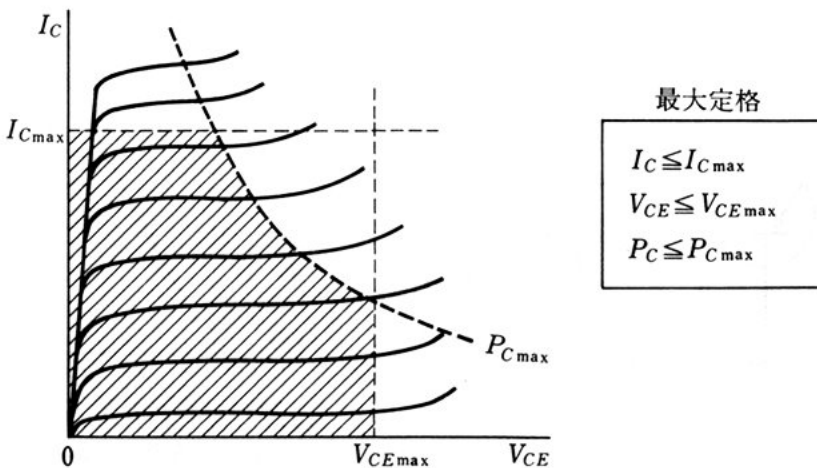



図1-32 トランジスタを使用できる範囲

しなければならない。

6. 電界効果トランジスタ（FET）とその他の半導体素子

（1） FET の構造と動作

今まで学んできたトランジスタのほかに，電界による電流の制御を動作原理とする電界効果トランジスタ（field-effect transistor, 略して FET）がある[①]。

図 1－33 (a) のように，pn 接合を形成し，3つの端子をもつ素子を接合形 FET といい，D, S, G の 3 極を，それぞれ**ドレイン**，**ソース**，**ゲート**とよぶ。

図 (b) のように，ドレイン・ソース間に電圧を加えると，電流 I_D

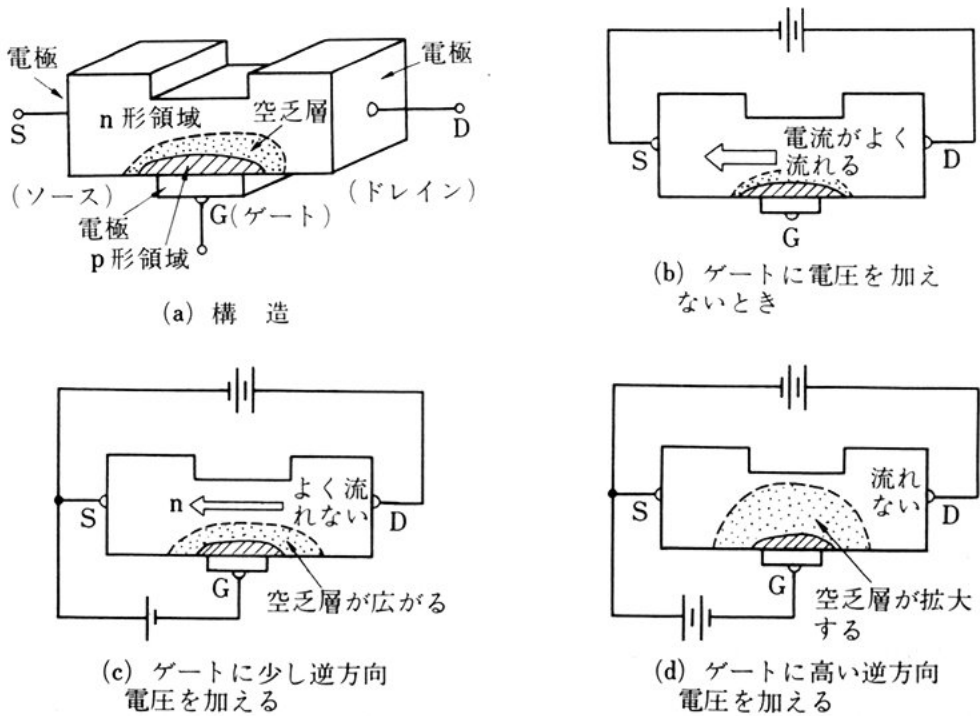



図 1－33　FET の構造とはたらき

① 今まで学んできたトランジスタと FET を区別するのに，前者を**バイポーラトランジスタ**，後者を**ユニポーラトランジスタ**とよぶ場合がある。

(**ドレイン電流**) が流れる。

このときゲート・ソース間の pn 接合に逆方向電圧を加えると，図(c)に示したように，pn 接合の空乏層が逆方向電圧によって広がり，I_D の通路 (**チャネル**という) はせまくなるので，電流は流れにくくなる。したがって，ゲート・ソース間の逆方向電圧を大きくすると，I_D が減少することがわかる。

図(d)のようにゲート電圧が大きくなって，空乏層が I_D の通路を完全にふさぐようになる電圧 V_P を**ピンチオフ** (pinch-off) **電圧**という。

図1-34のように，通路がn形半導体のときは**n形チャネルFET**，p形半導体のときは**p形チャネルFET**とよぶ。図の下部に，それぞれの図記号を示した。

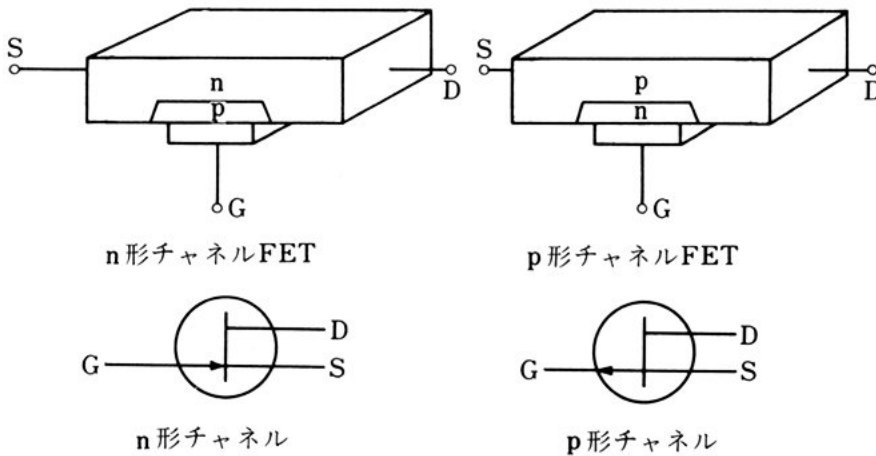



図 1-34 接合形FETと図記号

FET には接合形のほかに，半導体の表面に絶縁のよいごく薄い酸化絶縁膜をつくって，これに金属を蒸着①してゲートとした構造の

① 金属を真空中で加熱・溶解すると，金属が蒸発し，近くにあるものの表面に付着して薄い膜をつくること。

MOS[①]形がある。これは，ゲートとほかの電極との絶縁がよい。

MOS 形 FET には，ディプレッション形とエンハンスメント形がある。図1－35にその図記号を示す。ディプレッション形は，図1－36に示すように，ゲート・ソース間電圧を0にしても I_D が流れる特性をもっているのに対し，エンハンスメント形は，ゲート・ソース間電圧が0の場合は，I_D が流れない特性をもっている。

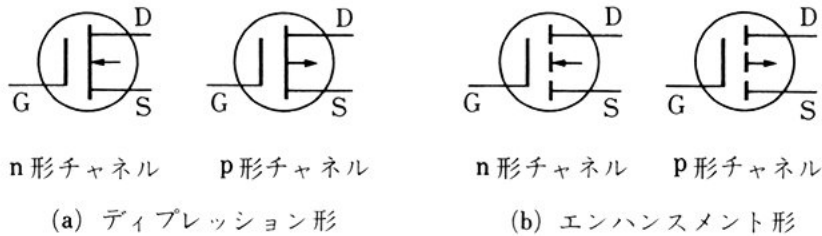



図 1－35　MOS 形 FET の図記号

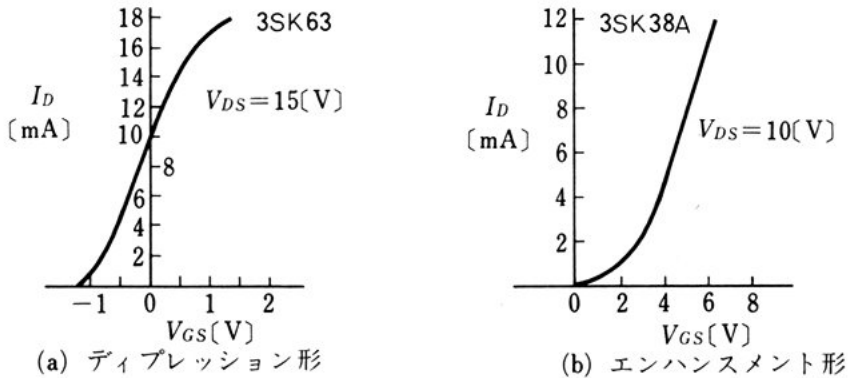



図 1－36　MOS 形 FET（n 形チャネル）の V_{GS} と I_D の関係

（2） FET の V_{DS}-I_D 特性

図1－37は，接合形 FET のゲート・ソース間逆方向電圧 V_{GS} を一定として，ドレイン・ソース間電圧 V_{DS} とドレイン電流 I_D の

① MOS とは，ゲート部の構造が，金属（metal），酸化膜（oxide），半導体（semiconductor）からなるため，それぞれの頭文字をとったものである。

関係を示した V_{DS}-I_D 特性である。

図でわかるように，FET は V_{GS} で I_D の大きさを変えることができる。このとき，ゲート・ソース間には pn 接合の逆方向電圧がかかっているので，ほとんど電流が流れない。MOS 形 FET では，ゲートは酸化絶縁膜で絶縁されているので，この場合もゲートに電

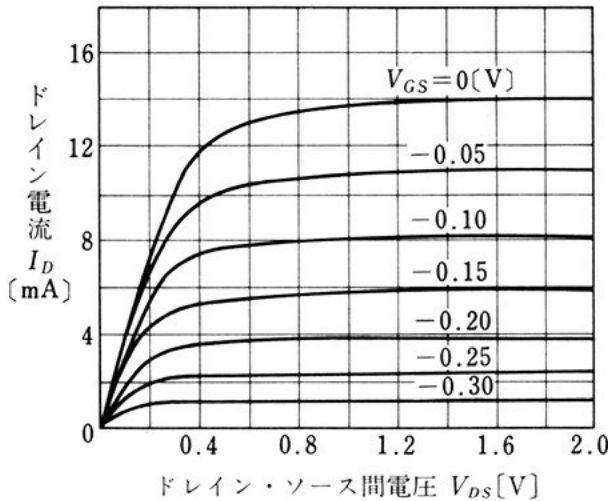



図 1-37 接合形 FET（2SK 190）の V_{DS}-I_D 特性

例 トランジスタ→2SC979A　　電界効果トランジスタ(FET)→2SJ17A

2	S	C	979	A
素子の種別 0：ホトトランジスタ 1：ダイオード 2：トランジスタまたは1つのゲートをもつFET 3：2つのゲートをもつFET	半導体の意味 semiconductorの頭文字	用途を表示する A：高周波用 ⎫ pnp形 B：低周波用 ⎭ C：高周波用 ⎫ npn形 D：低周波用 ⎭ F：pゲートのサイリスタ(pnpn接合) G：nゲートのサイリスタ(npnp接合) J：p形チャネルFET K：n形チャネルFET	登録順番号 11から順につける	改良品種を示すもので，Aから順にKまでつける（Iは1とまぎらわしいのでぬく）。 A～Kのほかに，各社で独自に決めた文字，たとえばⒽ，Ⓢなどを使うことがある。

図 1-38 ダイオード・トランジスタの表示法

流が流れない。このようにFETには，ゲートに電流を流さずに，ゲートの電圧でドレイン電流を制御できる特徴がある。

ダイオード・トランジスタの表示法は，図1－38のようにJISで決められている。

(3) サイリスタ・ホトトランジスタおよびその他の半導体素子

(a) サイリスタ サイリスタはpnpn接合またはnpnp接合という4層構造からなっており，アノード，カソード，ゲートの3つの端子をもっている。ゲート・カソード間に流す電流で，アノード・カソード間を流れる電流を制御でき，スイッチング素子や整流素子として利用されている（電子技術ⅠB 82ページ参照）。図1－39(a)に図記号を示す。

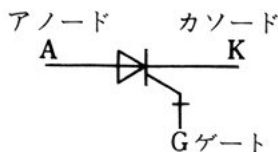
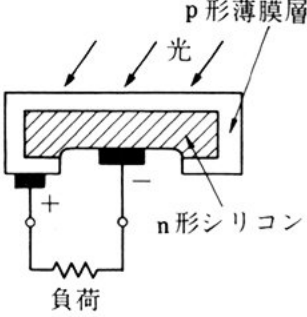
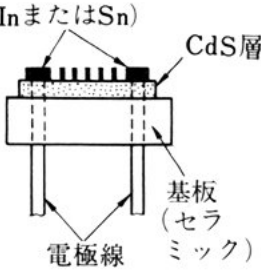
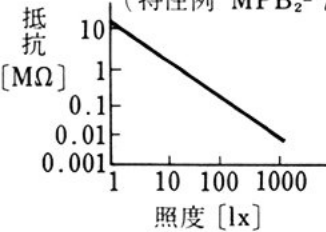
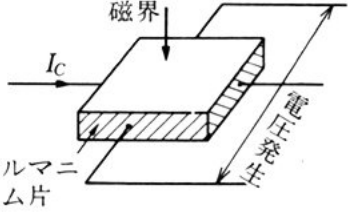
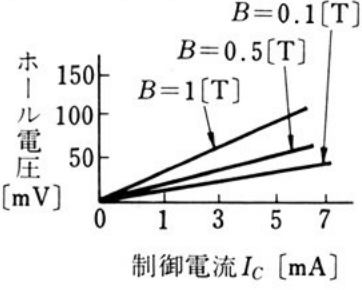
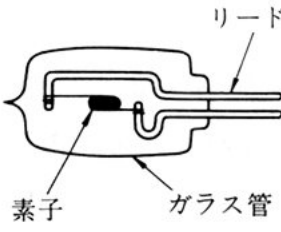
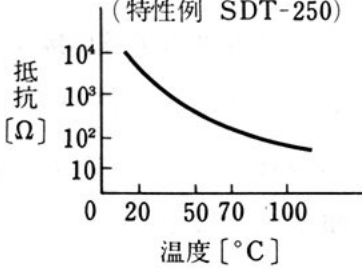
(b) ホトトランジスタ いままで扱ってきた半導体素子は，入力が電圧または電流であり，出力もまた，電圧か電流であった。ホトトランジスタは，ベースの接合部に外部から光を当てると，コレクタ電流が変化する性質をもち，光の信号を電気信号に変換する素子である。図1－39(b)に図記号を示す。

(a) サイリスタの図記号

(b) ホトトランジスタの図記号

図1－39 サイリスタとホトトランジスタの図記号

(c) その他の半導体素子 表1－2（42ページ）に取り上げた半導体素子は，光や熱など，電気以外の入力を，電圧・電流の出力として取り出すことのできるものである。

問5. ディプレッション形FETとエンハンスメント形FETについて，V_{GS}とI_Dの関係の違いを述べよ。

表1-2 その他の半導体素子

名称と用途	構　造	特　性
太陽電池 (solar battery) 〔太陽光発電装置として利用する。〕		光から電気への変換効率は，損失を差し引いて約10〔%〕程度である。 (特性例 SS201) 直径 22〔mm〕 短絡電流 80〔mA〕 開放電圧 0.55〔V〕 出力電力 15〔mW〕
光導電セル (photoconductive cell) 〔露出計に利用する。〕		光の照射によって抵抗が変化する。 利用にあたって外部に電源必要。 (特性例 MPB₂-749)
ホール素子 (Hall device) 〔磁界や電流の検出に利用する。〕	ゲルマニウム片の4方向にリード線をつけ，電流の方向と直角に磁界を加えると電圧が発生する。	(特性例 HE101)
サーミスタ (thermistor) 〔温度計に利用する。〕	素子はNi, Co, Mn, Feなどの酸化物を混合焼結したものである。	(特性例 SDT-250)

4. 集 積 回 路

トランジスタと超小形の回路を，一括した工程で製作した半導体素子，すなわち集積回路が広く使われている。

ここでは，集積回路（以下 IC という）を理解するうえで，ごく基礎となる事がらについて学ぶ。

1. IC の製造と分類

（1） IC の 製 造

IC は，半導体の表面や内部に，ダイオードやトランジスタ，抵抗などの部品を一体的につくり，回路のはたらきをさせる超小形の電子回路である。図 1－40 に，電子式卓上計算機に用いられている IC の例を示す。

① 電源スイッチ
② コンデンサ
③ 抵抗
④ 計算機能をもつIC

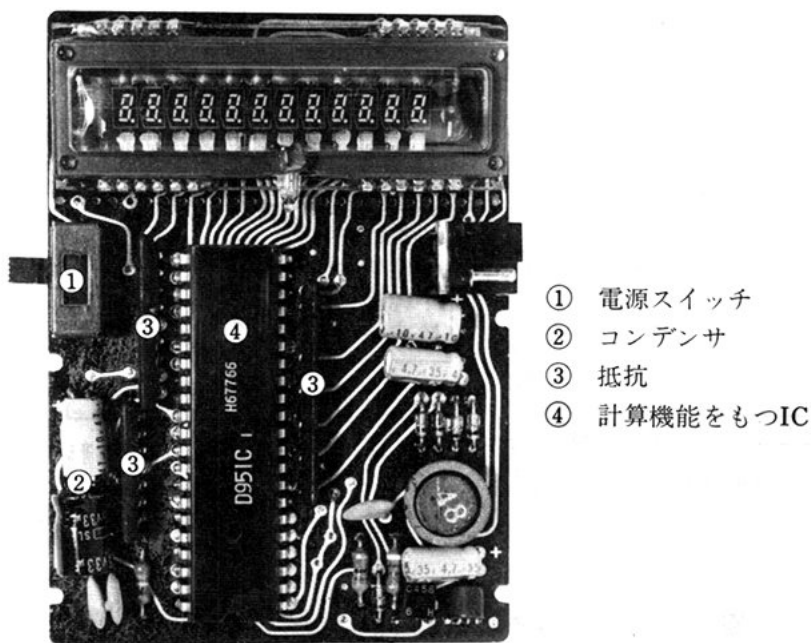



図 1－40 電子式卓上計算機に用いられている IC の例

(a)　**ICを構成する素子の形成**　ICを構成するのは，トランジスタ・ダイオード・抵抗・コンデンサなどの素子である。これらの素子をつくるのに用いられるのが**エピタキシャル**[1]**技術**であり，その方法は次のようである。

図1-41(a)のように，石英チューブの外側から，内部のシリコンウェーハ（基板）を高周波加熱（1200°Cくらいの高温加熱）し，そこへけい素の化合物の蒸気（たとえば四塩化シリコン（$SiCl_4$））と水素（H_2）を送る。すると図(b)のように，シリコンウェーハの高い温度のために，送り込んだ化合物がけい素（Si）と塩化水素（HCl）に分解し，けい素の原子はシリコンウェーハの上に積み重なって成長していく。これを**エピタキシャル成長**といい，けい素が積み重なった部分を，**エピタキシャル成長層**という。

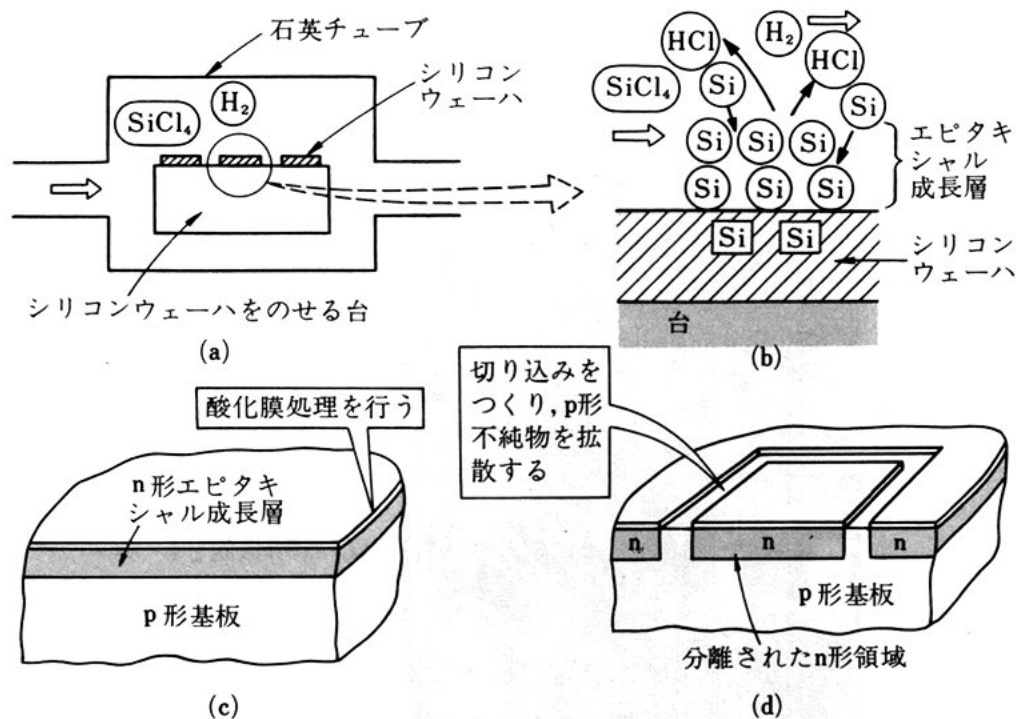



図1-41　エピタキシャル技術とp形・n形領域の分離

① エピタキシャルとは，“結晶軸に従って”という意味である。

送り込む化合物の蒸気の中に，三塩化りん (PCl_3) や三臭化ほう素 (BBr_3) などをほんのわずか混入すると，エピタキシャル成長層を n 形にしたり，p 形にしたりすることができる。

いま，図(c)のように，p 形の基板の上に，n 形のエピタキシャル成長を行い，その表面を酸化膜で処理する。次に，写真技術を利用して表面の酸化膜に切り込みをつくる。これを再び加熱（1 200°C くらい）し，三臭化ほう素の蒸気の中を通すと，切り込みを入れた部分から，3 価のほう素 (B) が n 形層に拡散して，図(d)のように n 形層を p 形層に変える。こうすることにより，分離された n 形領域を形成できる。形成された n 形領域の部分と p 形基板の部分に逆方向バイアスをかけることにより，この n 形領域を p 形基板から電気的にも分離できる。

この分離された n 形領域に，さらに p 形不純物を拡散させることにより，図 1－42 のように pn 接合ダイオードができる。

トランジスタは，ダイオードをつくった後にふたたび n 形不純物の拡散を行い，図 1－42 のように形成できる。

また，コンデンサは，pn 接合に逆方向バイアスをかけることで生ずる空乏層を利用してつくられる。

(b) IC の配線　(a)で述べたような方法によってつくられたトランジスタのエミッタ・ベース・コレクタ端子，抵抗，コンデンサ

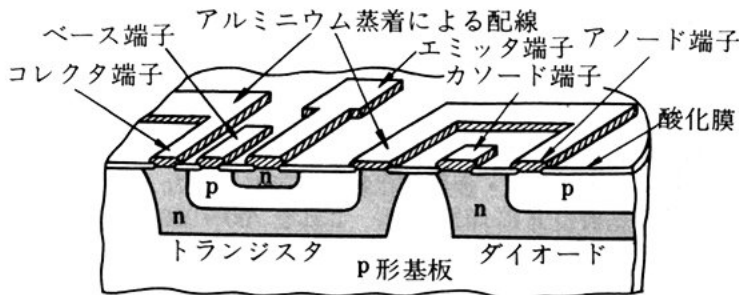



図 1－42　IC の断面例

などの端子は，一平面上に形成されている。このような構造を**プレーナ構造**[①]という。

プレーナ構造のICの表面を酸化膜で覆い，写真技術により配線すべき部分の酸化膜を取り除く。次に，配線すべき部分にアルミニウムを蒸着させて，配線を行う（図1-42）。

（2） ICの分類

(a) **構造上の分類** ICを構造から分類すると，**モノリシックIC**と**ハイブリッドIC**になる。

モノリシックは，monoプラスlithic，つまり“1つの石”という意味をもっており，全体の回路がごく小さいけい素基板（**チップ**）からできている。これに対し，ハイブリッドはhybrid，つまり“混成”という意味をもっており，トランジスタはけい素だが，抵抗や

表1-3

	モノリシックIC	ハイブリッドIC
分類	バイポーラIC MOS IC	厚膜IC* 薄膜IC*
構造	1つのけい素片からつくる	いろいろな素子を組み合わせてつくる
利点	小形である （軽量高密度）	高精度である 多品種回路素子からなる 超高周波でも使用可能 大電力可能
欠点	抵抗，容量の値に限界があり，高精度ではない	高価である 集積度が小さい 量産できない

* 厚膜ICは印刷で，薄膜ICは蒸着でつくる。
厚膜ICは金・パラジウム・金属酸化物・ガラスの粉などを練り合わせて溶かし，アルミナの基板の上に印刷して，これを700～900〔℃〕くらいの高温で加熱する。

① プレーナとは，平らという意味である。

コンデンサや配線に相当する部分は別の材料で構成されている。

モノリシックICとハイブリッドICの特徴は，表1-3のようである。

(b) **集積度による分類**　ICは，組み込まれている素子の数（**集積度**）によって，次のように分類される。

① IC　素子数は約1～10^2個

② LSI（large scale integrated circuit，大規模集積回路）

素子数は約10^2～10^5個

③ VLSI（very large scale integrated circuit，超大規模集積回路）

素子数は約10^5個以上

ICの集積度は，技術の進歩に伴って年とともに高くなり，図1-43のように変化してきた。

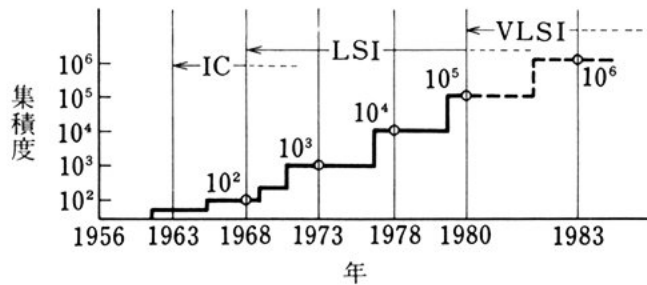



図 1-43　集積度の変化

2. ICの利点と欠点

ICと，個々のトランジスタや抵抗を使ってつくられた回路を比較すると，次のような利点や欠点がある。

(a) **ICの利点**

① 小形，軽量である。

② モノリシックICは，大量生産ができ，安価である。

③ 特性のよくそろったトランジスタができる。

1つのチップ上に，集積化されたすべてのトランジスタが，同一工程で，同時に生産される。

④ はんだ付け箇所が少なく，故障が少ない。

ICを用いた回路の故障は，使い方を誤る場合を除けば，大部分がICと外部との配線の接続に原因があり，IC自体の故障は少ないといわれている。

⑤ 振動に強い。

⑥ 消費電力が小さい。

（b） ICの欠点

① 熱に弱い。

動作温度がおよそ −30～+80〔°C〕前後なので，大きい電力を扱う場合は放熱器をICにつけたり，装置全体に風を送り込んだりする必要がある。

② コイルはモノリシックIC化がむずかしい。

ICは，同一平面上にトランジスタ・抵抗・容量が構成される素子であるから，立体的構造をしているコイルのようなものはモノリシックIC化ができない。どうしてもIC化したい場合は，ハイブリッドICにする。

③ 容量の大きいコンデンサはIC化が困難である。

コンデンサ・抵抗・トランジスタの面積比について，表1-4に示した関係があり，コンデンサの面積は大きいので，容量の大きいコンデンサはIC化が困難である。

表 1-4

構成素子	相対面積比
トランジスタ（ダイオードも含む）	1
抵抗〔1 kΩ〕	2
コンデンサ〔10 pF〕	3

問 6. エピタキシャル成長とは何か。

5. 電　子　管

真空管や放電管は電子管といわれる。真空管には，陽極と陰極からなる二極管や，さらに電子の流れを制御するはたらきをする制御格子（こうし）をもつ三極管などがあり，特殊な用途に使われている。

ここでは，真空管の構造やはたらき・特徴などについて学ぶ。

1. 真　空　管

物質中の電子や原子の速度は温度によって変わり，温度が高くなるに従って増大する。そして，一定以上の高温になると，ついには障壁を突き破って，あたかも水が蒸発するように空間に飛び出す。

このように，高温に熱せられた固体から電子が放出される現象を**熱電子放出**という（図 1 - 44 (a)）。

電子は，質量がひじょうに小さいわりに大きな電気量をもっている。そのため，電界や磁界の影響を受けやすく，加速（または減速）したり，進路を曲げたりしやすい。熱電子放出させた電子を制御す

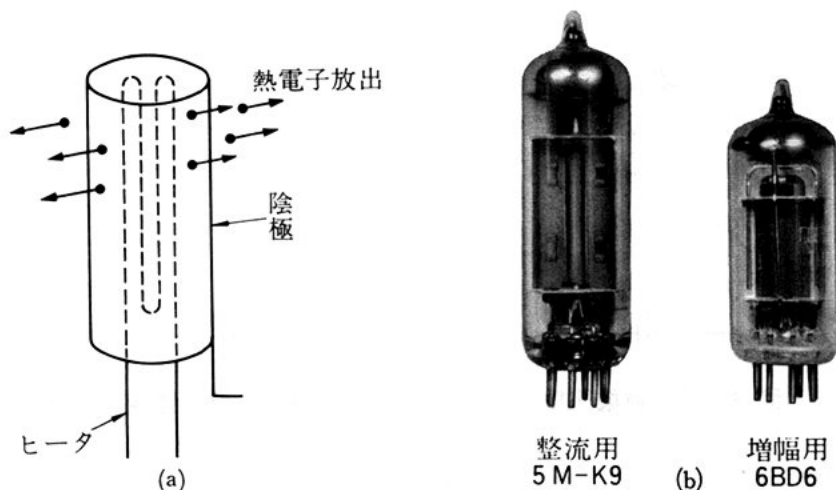



図 1 - 44　熱電子放出と真空管の例

ることによって，整流や増幅などのはたらきをさせるようにしたものが図1－44(b)のような真空管である。

2．二　極　管

真空容器中に陽極と陰極を封じ込んだものが**二極管**であり，図記号を図1－45に示す。

図1－46は傍熱形二極管の構造の例である。電極はガラスまたは金属の容器で封じてあり，内部は真空になっていて，**陽極**（plate または anode, 記号 P），**陰極**（cathode, 記号 K），**ヒータ**（heater, 記号 H）で構成されている[①]。

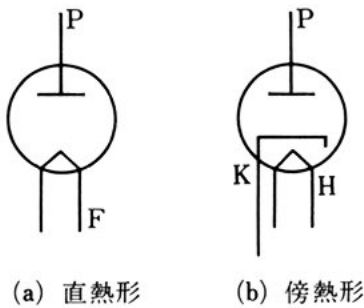



図1－45　二極管の図記号

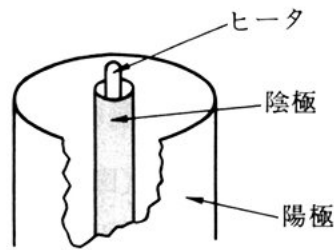



図1－46　二極管の構造（電極部分）

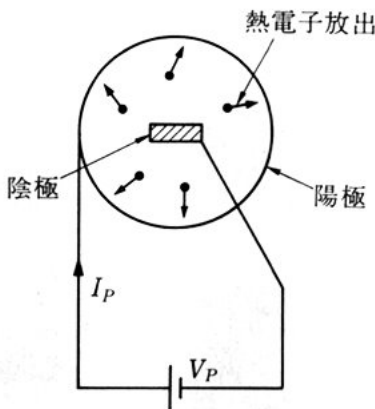



図1－47　熱電子放出

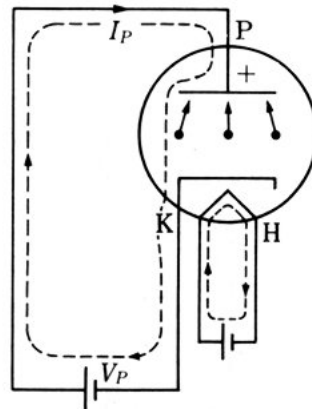



図1－48　陽極電流

① 直熱形は陰極とヒータの両方のはたらきをするフィラメント（filament, 記号 F）と，陽極から構成されている。

ヒータによって加熱された陰極からは，熱電子が放出される（図1-47)。図1-48のように，陽極が陰極より電位が高くなるように外部に電源を接続すると，陰極から放出された電子は陽極に引き寄せられ，矢印の方向に電流 I_P が流れる。この I_P を**陽極電流**という。

また，図1-49は，二極管の特性曲線を示したものであり，陰極をある一定の温度に保って，陽極電圧（V_P）をしだいに大きくしていくと，I_P ははじめ増加するが，ある大きさで飽和するようすを示している。

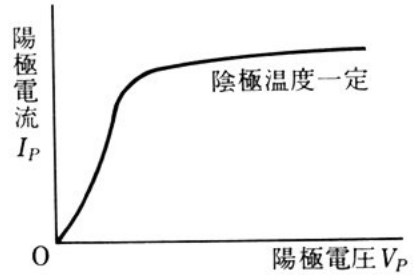



図 1-49　二極管の V_P と I_P の関係

3. 三　極　管

陰極と陽極の間に**制御格子**（control grid, 記号 G）をもつものを**三極管**といい，図記号と傍熱形の構造を図1-50に示す。

制御格子は，ニッケルやモリブデンなどの細い線条を網状にして，他の電極とは絶縁して配置し，ふつう，陰極に対して負の電圧（**格子電圧**）を与えて使用する。この格子電圧を変化させれば，陽極電

(a) 図記号
(b) 三極管の構造（電極部分）

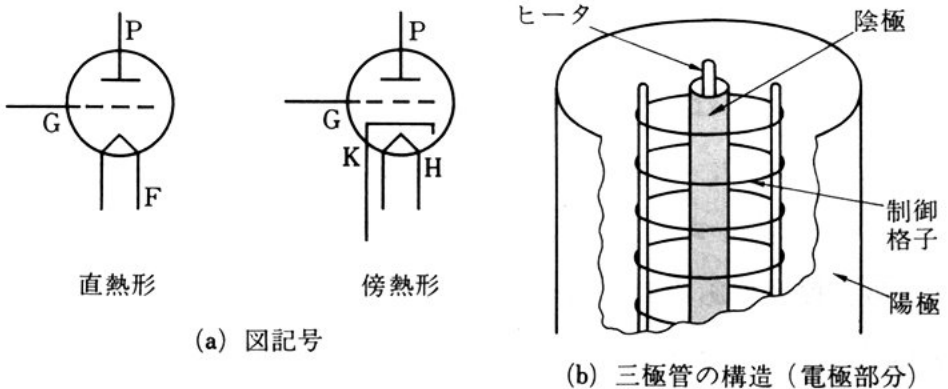



図 1-50　三極管の図記号と構造

流を制御することができる。図1-51(a)の三極管の測定回路において，格子電圧 V_G をある一定値に保って，陽極電圧 V_P を0からしだいに増加させると，陽極電流 I_P は，図(b)のように変化する。

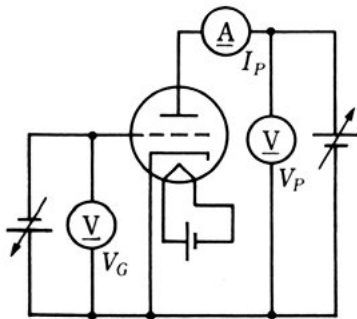
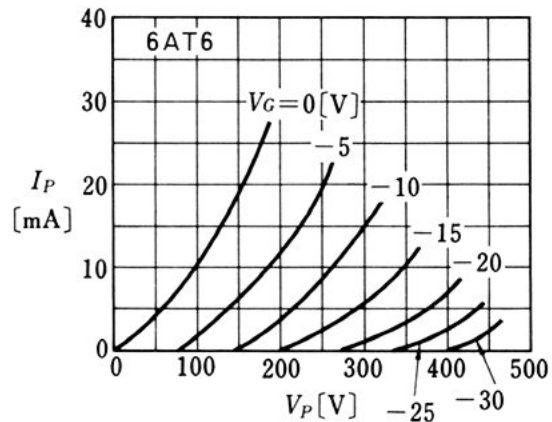
図(b)のような曲線を **V_P-I_P 特性曲線**といい，三極管を使用するうえで重要なものである。

(a) 測定回路

(b) V_P-I_P 特性

図 1-51　三極管の測定回路と V_P-I_P 特性

三極管は，用途が広く便利ではあるが，陽極と制御格子との間の静電容量が大きいため，高い周波数が扱いにくいなどの欠点がある。そのため，さらに性能をあげる目的でつくられた，四極管・五極管などがある。

真空管とトランジスタ

トランジスタは，真空管のもつ基本的なはたらきをすべて行うことができるので，さまざまな部門で真空管と置き換えられた。

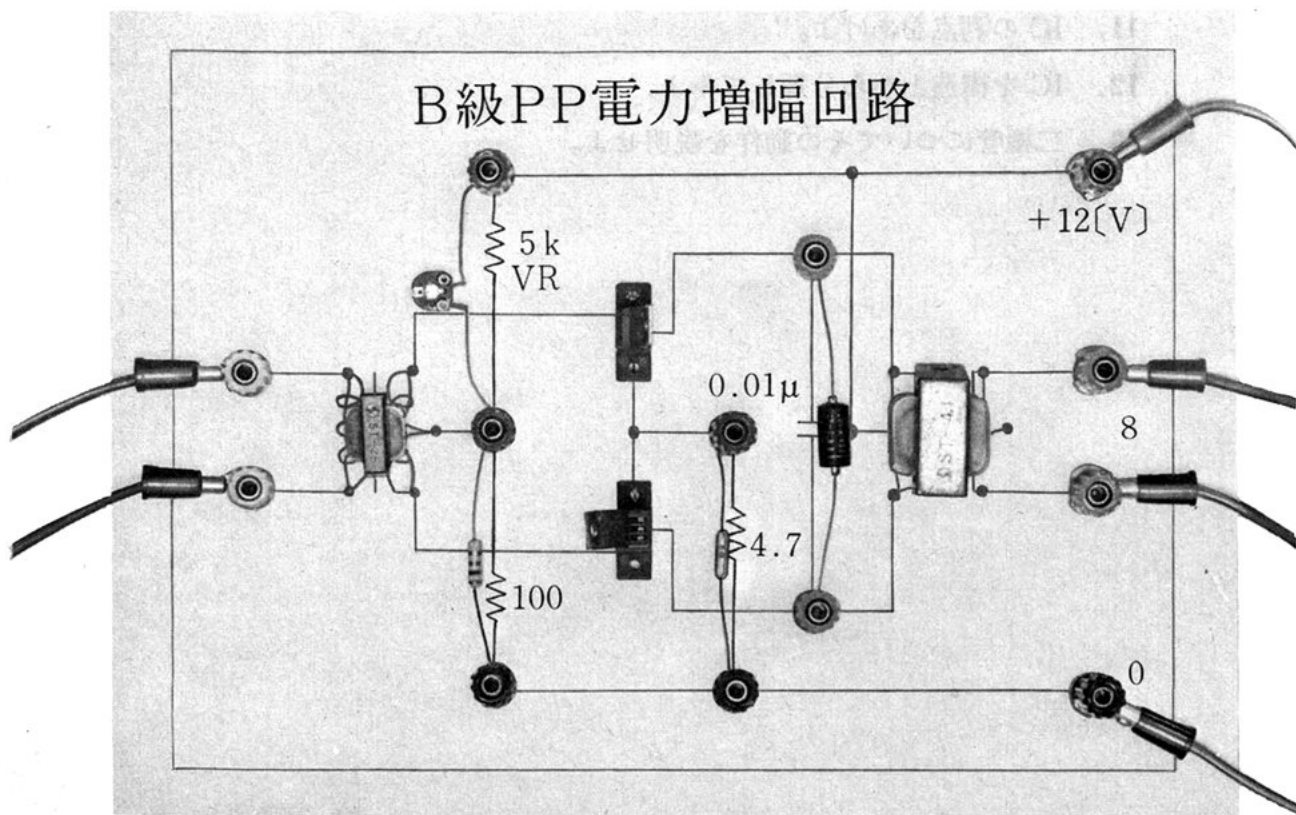
しかし，現在つくることのできるトランジスタの最大電力が，数百〔W〕程度であるのに比べ，真空管では，100〔kW〕以上の電力を扱うことができるため，真空管は放送用の送信管・電力増幅管などに活用されている。

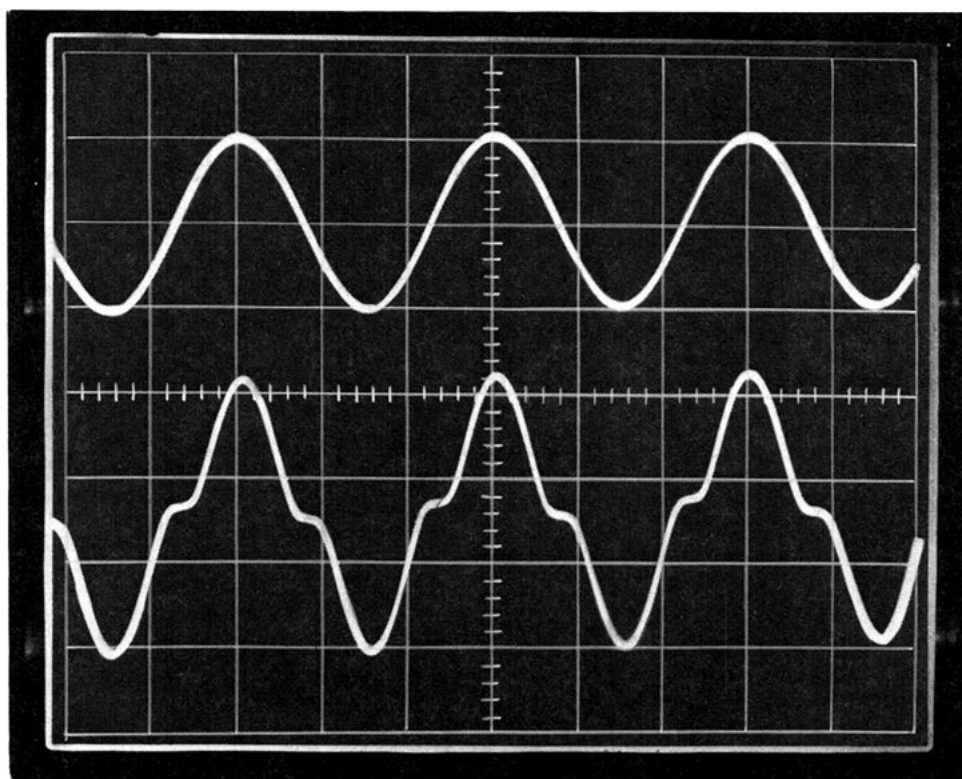
問　題

1. 半導体は，導体や絶縁体に比べてどのような特長があるか，そのおもなものについて述べよ。
2. 自由電子と正孔のふるまいを，真性半導体を例にあげて説明せよ。
3. p 形半導体とはなにか。n 形半導体とはなにか。
4. 多数キャリヤと少数キャリヤについて説明せよ。
5. ドリフト・拡散・再結合の3つの現象を説明せよ。
6. pn 接合ダイオードには，どのような性質があるか。
7. キャリヤの注入とはどういうことか。
8. ダイオードの種類とそれぞれのはたらきについて簡単に述べよ。
9. 図1-30において，$I_B=30$〔μA〕のときの直流電流増幅率はいくらか。
10. FET は，バイポーラトランジスタと比べてどのような特長があるか。
11. IC の利点をあげよ。
12. IC を構造上から分類してみよ。
13. 二極管についてその動作を説明せよ。

第2章 増幅回路

増幅回路は，あらゆる電子回路の基礎となるもので，各種の電子機器・装置などの重要な動作の一部門を占めている。

増幅回路にはいろいろあるが，取り扱う周波数範囲によって低周波増幅回路・高周波増幅回路，また，取り扱う信号の大きさによって小信号増幅回路・大信号増幅回路（電力増幅回路）などに分類される。

実験用B級PP(プッシュプル)電力増幅回路の例(127ページ参照)

この章では，主としてトランジスタを用いた低周波増幅回路と高周波増幅回路について，基本的な動作と回路の特徴・種類などについて学び，ついで最近広く利用されるようになったFET回路・IC回路についてもその概要を学ぶことにする。

B級PP(プッシュプル)電力増幅回路入力(上)，出力(下)波形の一例
(123ページ参照)

1.　増幅回路の基礎

トランジスタの電流増幅作用によって，電圧増幅や電力増幅が行われる。これらの増幅の動作を調べるのに，特性曲線や等価回路などが用いられる。ここでは，これらを含め，増幅に関する基礎的な事項について学ぶ。

1.　増幅の原理

入力信号[①]の振幅を拡大して，振幅の大きい出力信号を得ることを**増幅**（amplification）といい，増幅を行う回路を**増幅回路**，増幅回路をもった装置を**増幅器**という。

(1)　増　　幅

“信号を増幅する”ということは，信号そのものが大きくなると

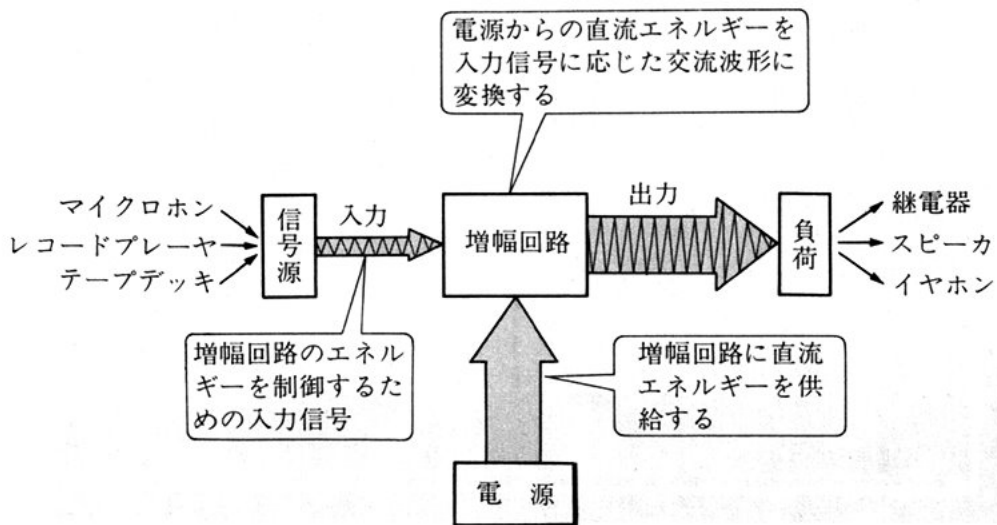



図 2-1　増幅の原理図

① ここでいう信号とは，音声などの交流電圧・電流および電力のことである。

いうことではない。実際の増幅回路では，図2-1に示すように，電源から供給されるエネルギー（直流電力）を小さい入力信号によって制御し，大きい出力信号（交流電力）の形に変換して取り出しているのである。

増幅回路の入出力信号として，振幅の小さい電圧・電流を取り扱う回路を**小信号増幅回路**といい，スピーカをならしたり継電器を動作させるために，大きい電力を取り扱う回路を**大信号増幅回路**または**電力増幅回路**という。

図2-2は，家庭で使われている音声増幅器（オーディオアンプ）の例で，信号源としてのレコードプレーヤの出力（10〔mV〕程度）はきわめて小さいので，これをある一定の大きさ（約1〔V〕）まで増幅する。この部分が小信号増幅器で，前置増幅器（プリアンプ）ともいわれる。

この信号をさらにスピーカをならすのに必要な電力（10〔W〕程度）まで増幅するのが電力増幅器で，主増幅器（メインアンプ）ともいわれる。このような信号出力を得るために，電源部から前置増幅器には約100〔mW〕，主増幅器には約15〔W〕の直流電力がそれぞれ供給されている。

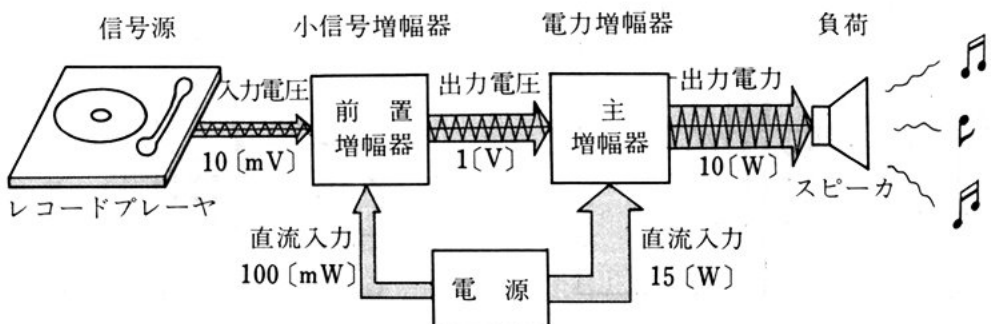



図2-2 増幅回路の例

一般に，電源部から供給された直流入力電力はすべて交流出力電力とはならず，一部は回路の中で熱となる。

(2)　電流増幅作用

すでに第1章で学んだように，トランジスタは小さいベース電流で，大きいコレクタ電流を制御することができる。この電流増幅作用について，もう一度調べてみる。

(a)　電流増幅率　図2-3(a)の回路で，エミッタ接地電流増幅率 h_{FE} は，コレクタ電流 I_C とベース電流 I_B との比により，

$$h_{FE}=\frac{I_C}{I_B} \qquad (2-1)$$

とあらわされる。式(2-1)は，I_B が h_{FE} 倍に増幅されて I_C になることをあらわしている。

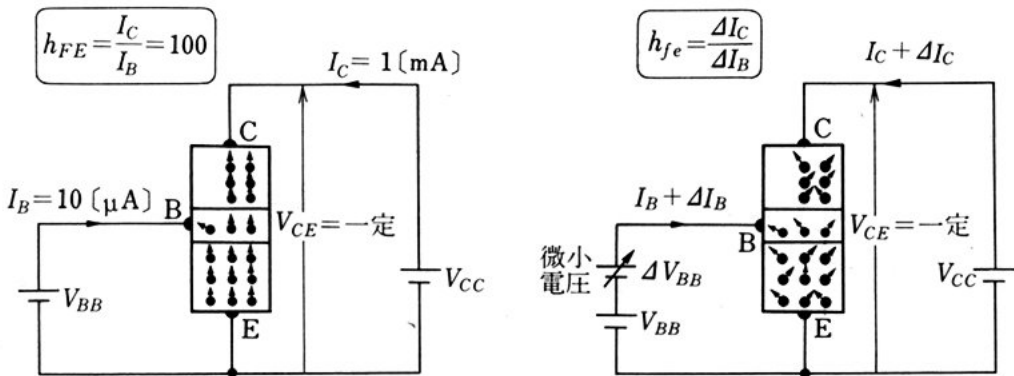
次に，図(b)の回路のように，V_{CE} を一定にしてベースに微小電圧 $\varDelta V_{BB}$ を V_{BB} に直列に加えた場合を考えてみよう。微小電圧 $\varDelta V_{BB}$ を加えると，ベース電流が微小な量 $\varDelta I_B$ だけ変化する。このとき，コレクタ電流も微小な量 $\varDelta I_C$ 変化したとすると，$\varDelta I_C$ と $\varDelta I_B$ との比を次のようにあらわす。

(a) 直流動作　　(b) 微小電圧動作

図2-3　電流増幅作用

$$h_{fe}=\frac{\varDelta I_C}{\varDelta I_B} \qquad (2-2)$$

h_{fe} は，電流の微小変化分に対する増幅率をあらわしたものであり，**小信号電流増幅率**といわれる。

(b) **h_{FE} と h_{fe} の関係**　I_B と I_C との関係は，図2-4(a)の I_B - I_C 特性曲線に示すように一般に直線にはならない。また，図(b)の V_{CE} - I_C 特性曲線では，I_B は一定間隔であるが，特性曲線の間隔は，I_B の増加とともにだんだん広くなっていることがわかる。

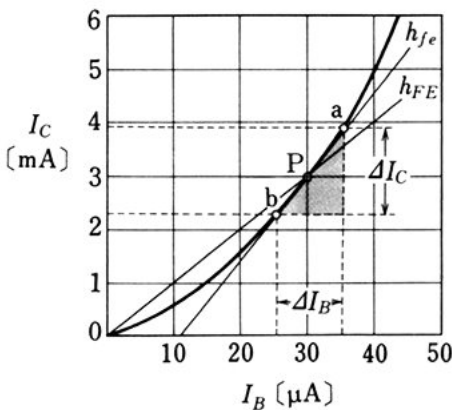
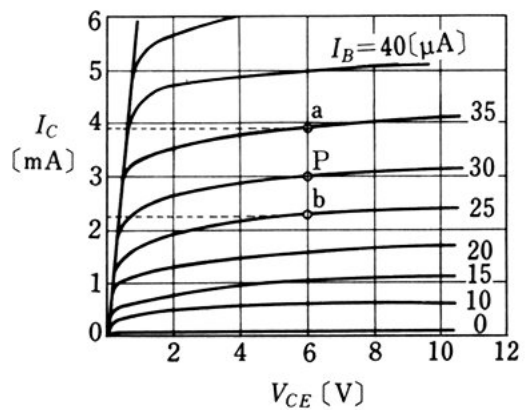
h_{FE} は，I_B - I_C 特性曲線上のある1点における I_C と I_B との比をあらわしたものであるが，h_{fe} は I_B のある微小な変化が I_C のいくらの変化になるかをあらわしている。

(a) I_B-I_C特性

(b) V_{CE}-I_C特性

図2-4　h_{FE} と h_{fe}

<例題 1>

図2-4(b)の V_{CE} - I_C 特性曲線において，P点の h_{FE} の値と，ab間の h_{fe} の値を求めよ。

解　P点の $h_{FE}=\frac{I_C}{I_B}=\frac{3\times10^{-3}}{30\times10^{-6}}=100$

ab間の $h_{fe}=\frac{\varDelta I_C}{\varDelta I_B}=\frac{(3.8-2.3)\times10^{-3}}{(35-25)\times10^{-6}}=150$

例題1からわかるように，h_{FE} と h_{fe} の値は，一般に同じではない。

(3) 直流と交流の分離

直流電流増幅率 h_{FE} と，電流の微小変化分に対する電流増幅率(小信号電流増幅率) h_{fe} とは，その値が異なるため，直流分と微小変化分を分けて考えることができれば便利である。

ここで，本章で使う電圧や電流などの記号を，大文字・小文字の区別，添字の扱いについて原則として次のように決めておく。

V_{BE}, V_{CE}, I_B, I_C, ……直流分の電圧・電流
v_i, v_o, i_b, i_c, ………… 交流分の電圧・電流の瞬時値
v_{BE}, v_{CE}, i_B, i_C, ………直流分と交流分を含む電圧・電流の瞬時値
V_i, V_o, I_i, I_o, ……… 交流分の電圧・電流の実効値
V_{im}, V_{om}, I_{im}, I_{om}, … 交流分の電圧・電流の最大値

図2-5(a)の直流回路では　トランジスタのベースには直流電流 I_B，コレクタには直流電流 I_C が流れている。この回路のベースに，微小変化分として図(b)のように，直流電圧 V_{BB} に比べて振幅の小さな交流電圧 v_b を加えてみよう。

すると，加えられた電圧 v_b の大きさに応じて，ベース電流 i_b が変化する。また，コレクタ電流 i_c もベース電流の変化に応じて変化する。この様子を，トランジスタの各部の波形でみてみると，図2-6のようになる。

このように，トランジスタの各部の波形は，直流分と交流分の和としてあらわすことができる。また，回路のほうも同じで，直流と交流を含んでいる回路は，直流だけの回路と交流だけの回路に分けて考えることができる。回路の直流分の電圧・電流の値は，直流だけの回路から計算することができる。また，交流分については，交

(a) 直流回路　(b) 直流に交流を加えた回路

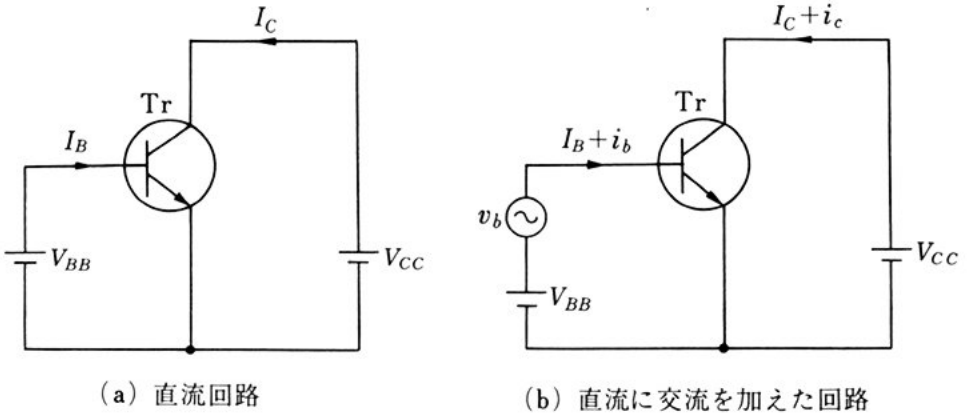



図 2-5 直流回路と直流に交流を加えた回路

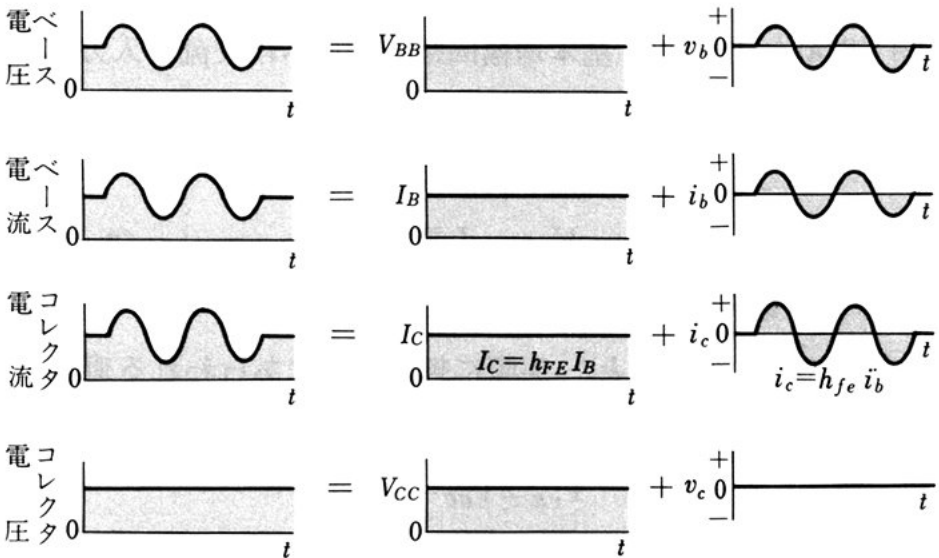



図 2-6 各部の波形

流だけの回路から計算することができる。これらの計算方法については，次節以降で学ぶこととする。

2. 基本増幅回路

トランジスタのベースに交流電圧を加えることにより，コレクタには交流分を含む電流が流れることがわかったが，このままではコレクタ側の電圧には交流分が含まれていないため，交流分の電圧や

電力を取り出すことはできない。

図2-7は，コレクタに抵抗 R_L を接続した回路で，R_L の両端から交流の出力電圧を取り出すことができる。この回路を**基本増幅回路**とよぶことにする。

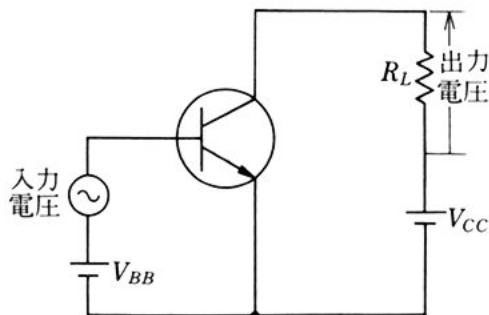



図 2-7　基本増幅回路

(1)　動　作　原　理

図2-8(a)のように，基本増幅回路のベースに交流の入力電圧を加えないときには，トランジスタには直流の電圧・電流だけが与えられている。このとき，抵抗 R_L の両端には，

$$V_O=-I_CR_L \qquad (2-3)$$

の直流の出力電圧が出ている。式(2-3)に負の符号をつけるのは，図2-8(a)の V_O の向きと，実際に抵抗 R_L にあらわれる直流の出力電圧の向きが逆になるためである。また，コレクタ電圧 V_{CE} は，

$$V_{CE}=V_{CC}-I_CR_L$$

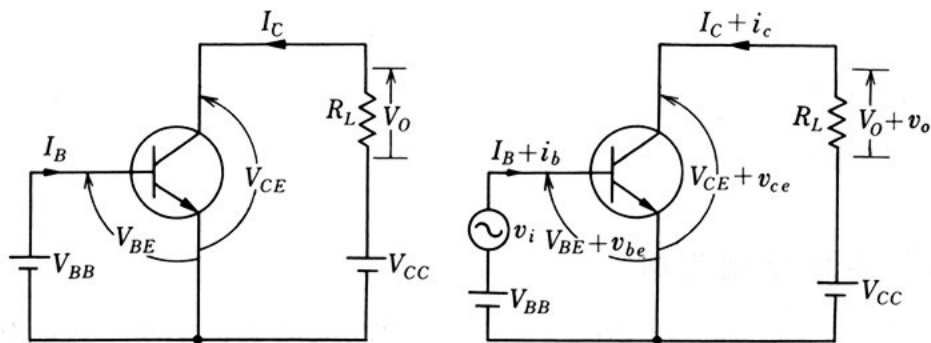
となるから，電源電圧 V_{CC} より R_L の電圧だけ低下する。

(a) 直流回路　　(b) 直流に交流を加えた回路

図 2-8　基本増幅回路の動作

次に，図(b)のように，ベースに交流の入力電圧 v_i を加えると，すでに学んだように，ベース電流，コレクタ電流にも交流分 i_b，i_c があらわれる。このとき，抵抗 R_L の両端には，

$$V_O+v_o=-(I_C+i_c)R_L$$

という直流と交流の出力電圧が出ている。したがって交流の出力電圧 v_o だけを考えると，

$$v_o=-i_cR_L \qquad (2-4)$$

となる[①]。v_o の大きさは，抵抗 R_L の値を大きくすることにより，ベースに加えられた交流の入力電圧 v_i の大きさより大きくすることができるため，この基本増幅回路は電圧も増幅できる。

また，交流の電力に着目してみると，抵抗 R_L で消費される交流の出力電力 p_o は，

$$p_o=i_c^2R_L=\frac{v_o^2}{R_L}=|v_oi_c| \qquad (2-5)$$

である。一方，交流の入力電力 p_i は，

$$p_i=v_ii_b \qquad (2-6)$$

であり，v_o の大きさは v_i より大きくでき，また，i_c も i_b に比べて大きい。したがって $p_o>p_i$ となり，電力を増幅することもできる。

このようにして，コレクタ側に抵抗を接続することにより，交流の電圧・電力を増幅することができる。電圧・電力を増幅するために接続された抵抗 R_L を，**負荷抵抗**という。

(2) 各部の波形

基本増幅回路の動作原理からわかるように，トランジスタの各部の電圧・電流は，直流と交流の和となっている。

したがって，各部の電圧・電流の波形は，図2-9に示すように

---

① 式(2-4)に負の符号がついているのは，v_o と i_c の位相が180°異なることを意味している。

なる。出力電圧 v_o は，入力電圧 v_i に対して，位相が反転している。

回路についても，図 2-10 のように，直流だけの回路と交流だけの回路とに分けて考えることができる。

実際には交流だけの回路は，ベース・エミッタ間の pn 接合に電位障壁があるため動作しない。そこで図 2-7 のように，これに直流分を加えて，交流分が電位障壁をのりこえられるようにしている。

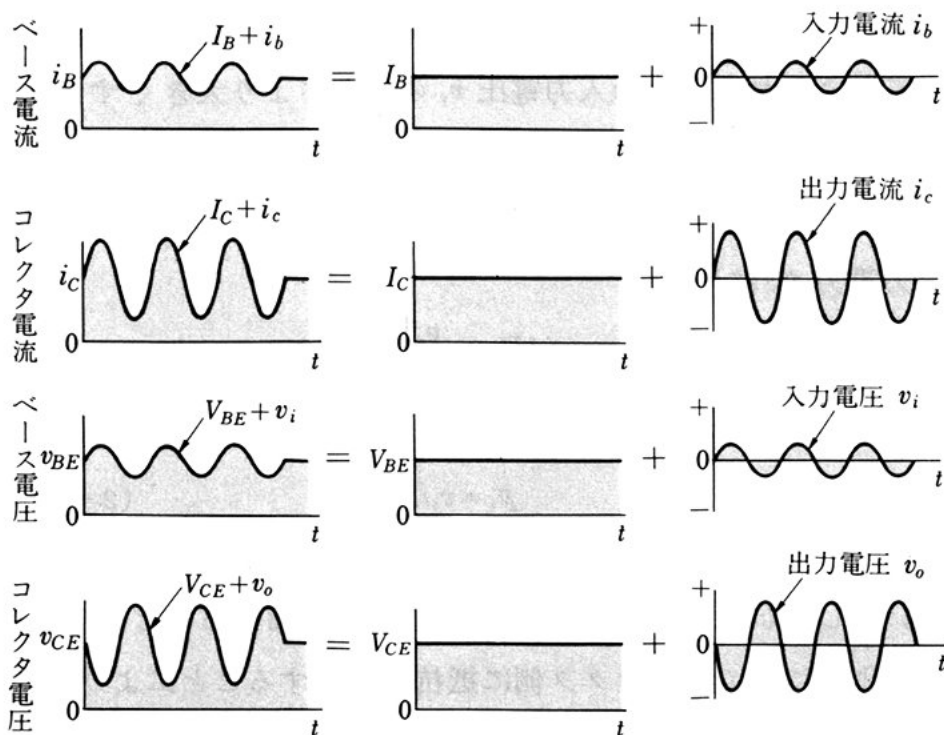



図 2-9　各部の電圧・電流の波形

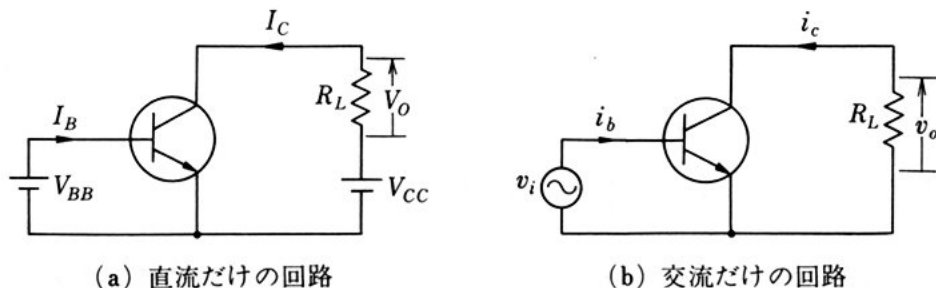



図 2-10　基本増幅回路の分離

(3) トランジスタのバイアス

トランジスタは，図2-9に示したように，直流分を中心にして交流分が重なって動作しているが，中心となっている直流電圧・直流電流をトランジスタの**バイアス電圧**および**バイアス電流**といい，また単に**バイアス** (bias) ともいう。

バイアスは，トランジスタをはたらかせるために重要であり，このバイアスが適正でない場合は，出力波形がひずむなど，正常な増幅作用が行われないことがある。

図2-11(a)は，適正なバイアス I_{B1}, I_{C1} が与えられている場合で，出力電圧・電流の波形にはひずみがない。図(b)はベースの直流電圧 V_{BB2} を，図(a)の V_{BB1} より小さくし，バイアス電流 I_{B2}, I_{C2} を図(a)のバイアスよりも少なくした場合で，図(a)と同じ大きさの入力電圧を加えても出力電圧・電流の波形は図のようにひずんでしまう。

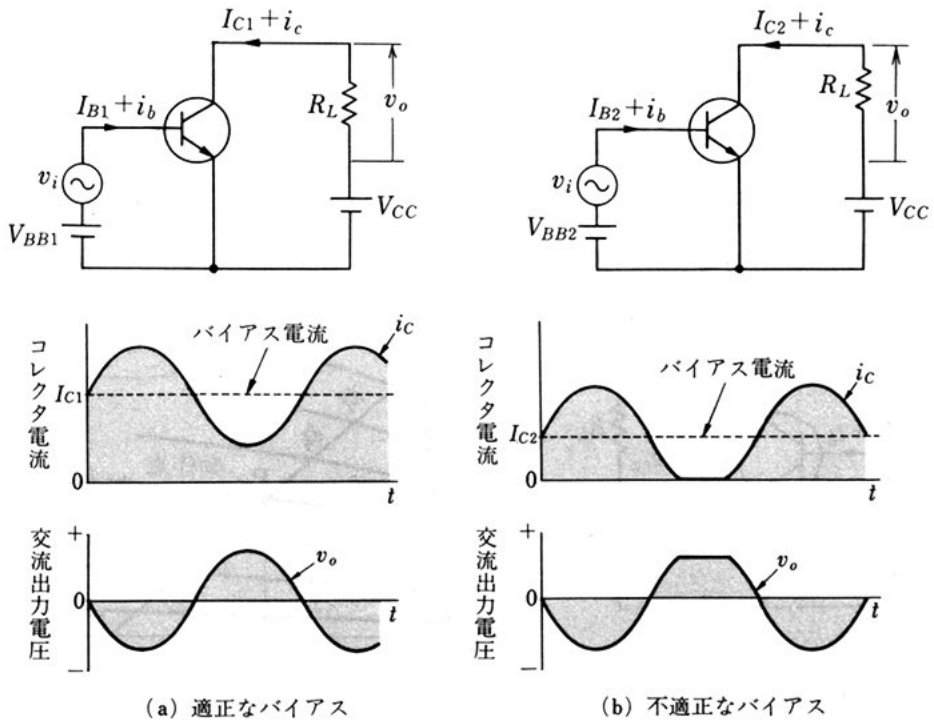



図 2-11　適正なバイアスと不適正なバイアスによる波形

(4) 動 特 性

トランジスタに負荷をつないだときの特性を**動特性**という。

図2-12(a)の基本増幅回路において，直流分だけを考えると，コレクタ電圧 V_{CE} は，

$$V_{CE}=V_{CC}-I_C R_L \qquad (2-7)$$

となる。式(2-7)の V_{CE} と I_C の関係を図(b)のトランジスタの V_{CE} - I_C 特性曲線上にかくと，A点 ($I_C=V_{CC}/R_L$, $V_{CE}=0$) とB点 ($I_C=0$, $V_{CE}=V_{CC}$) を結ぶ直線となる。この直線ABの傾きは，負荷抵抗 R_L によって決まるものであるから，**負荷線**といわれている。トランジスタのコレクタ電圧・コレクタ電流の値は，いつもこの負荷線上のどこかの点にあることになる。

入力信号 v_i を加えないときの直流電圧・電流の値の負荷線上の位置 (V_{CQ}, I_{CQ}) を**動作点**という。したがって，バイアス電圧・電流は，動作点の直流電圧・電流のことである。動作点は大きい振幅の信号をひずみなく増幅するために，図(b)のように負荷線のほぼ中央（P点）にくるように定めればよい。もし，動作点をP′のように，中央からはずれた位置に定めた場合は，図2-11(b)に示したよ

(a) 基本増幅回路

(b) 負荷線

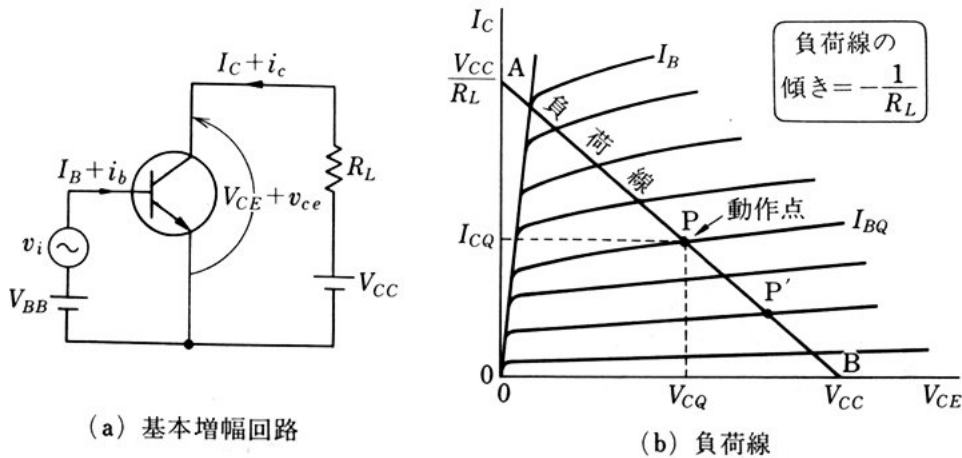



図2-12 負荷線と動作点

うなひずみを生ずる。

<例題 2>

基本増幅回路において，入力電圧 v_i の振幅を 10〔mV〕，電源電圧 $V_{CC}=12$〔V〕，負荷抵抗 $R_L=4$〔kΩ〕としたときの動特性の一例を示せ。

ただし，特性曲線は図 2-13 に示すものとする。

解 負荷線を求めるには，図(b)の V_{CE}-I_C 特性曲線上の $I_C=V_{CC}/R_L=3$〔mA〕の A 点と，$V_{CE}=V_{CC}=12$〔V〕の B 点とを結べばよい。動作点 P を負荷線 AB の中央に選ぶとすれば，動作点の位置は図から，$V_{CE}=6$〔V〕，$I_C=1.5$〔mA〕，$I_B=15$〔μA〕となる。

また，v_i の振幅が 10〔mV〕であると，図(a)の $V_{BE}-I_B$ 特性から，ベース電流は 15〔μA〕を中心にして±5〔μA〕変化する。

したがって，コレクタ電流は負荷線上の P_1 と P_2 との間で±0.5〔mA〕の変化となり，出力電圧 v_o は振幅が 2〔V〕となる。

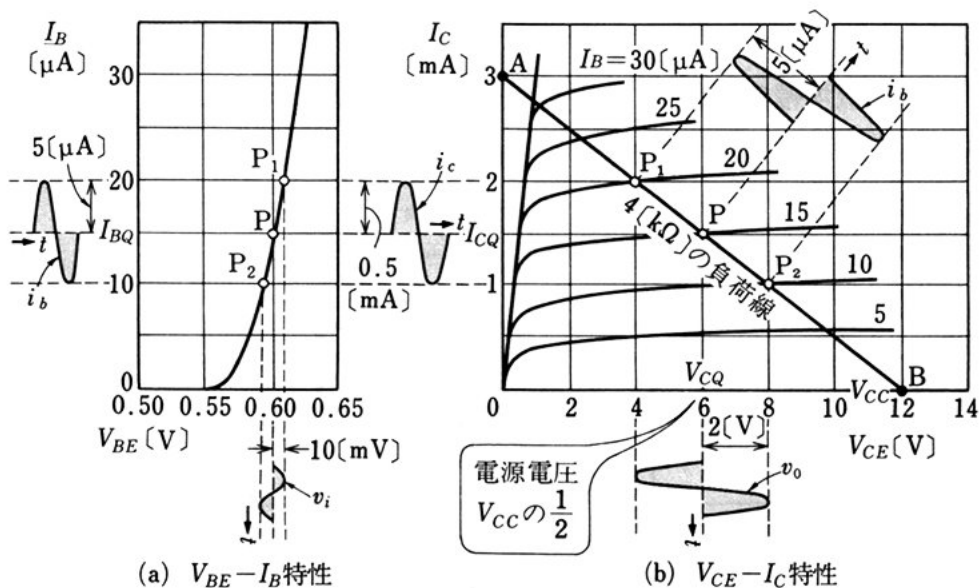



図 2-13 動特性の一例

問 1. 図 2-13 の動特性から，最大出力電圧はおよそいくら得られるか。

(5) 電圧・電流・電力の増幅度

一般に増幅回路は，図2－14のように，入力端子が2つと出力端子が2つある四端子回路であらわすことができる。このとき，出力電圧 v_o と入力電圧 v_i の比の絶対値 $|v_o/v_i|$ を**電圧増幅度**①といい，A_v であらわす。また，出力電流 i_o と入力電流 i_i の比の絶対値 $|i_o/i_i|$ を**電流増幅度**②といい A_i であらわし，出力電力 P_o と入力電力 P_i の比 P_o/P_i を**電力増幅度**といい，A_p であらわす。

図2－13を例にして各増幅度を求めてみよう。図2－13は，出力波形にひずみのない例であるので，入力・出力の電圧・電流の最大値を用いて基本回路の各増幅度を求めることができる。ただし，入力・出力の電圧・電流の最大値をそれぞれ V_{im}, I_{im}, V_{om}, I_{om} とする。

(a) **電圧増幅度 A_v**　入力電圧の最大値 $V_{im}=10$〔mV〕に対して出力電圧の最大値 V_{om} は 2〔V〕であるから，

$$A_v=\frac{V_{om}}{V_{im}}=\frac{2}{10\times10^{-3}}=200$$

(b) **電流増幅度 A_i**　入力電流の最大値 $I_{im}=5$〔μA〕に対して出力電流の最大値 $I_{om}=0.5$〔mA〕であるから，

$$A_i=\frac{I_{om}}{I_{im}}=\frac{0.5\times10^{-3}}{5\times10^{-6}}=100$$

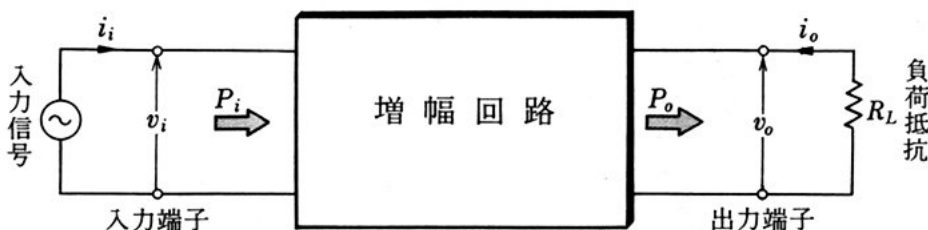



図 2－14　増幅回路の四端子表示

---

① 分母が0になる場合を除く。他の増幅度についても同様とする。

② 1個のトランジスタを増幅回路とみた場合の電流増幅度は，トランジスタの電流増幅率と同じである。

(c) **電力増幅度 A_p**　入力電力 P_i と出力電力 P_o は，電圧と電流の最大値を用いて計算すると，

$$P_i = \frac{V_{im}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{im}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{im} I_{im} = \frac{1}{2} \times 10 \times 10^{-3} \times 5 \times 10^{-6} \,[\mathrm{W}]$$

$$= 0.025 \,[\mu\mathrm{W}]$$

5

$$P_o = \frac{V_{om}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{om}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} V_{om} I_{om} = \frac{1}{2} \times 2 \times 0.5 \times 10^{-3} \,[\mathrm{W}] = 0.5 \,[\mathrm{mW}]$$

したがって，A_p は，

$$A_p = \frac{P_o}{P_i} = \frac{0.5 \times 10^{-3}}{0.025 \times 10^{-6}} = 20\,000$$

以上の結果から，トランジスタの増幅回路は，電圧や電流の増幅ができるばかりでなく，ひじょうに大きい電力増幅もできることが

10 わかる。

(d) **増幅度と利得**　増幅回路の増幅度は，一般に**デシベル**（decibel）という単位で表示されることが多い。

デシベルは，もともと回路の電力比をあらわす単位で，回路の出力電力と入力電力の比を常用対数であらわしたものを**ベル**（bel）と

15 いい，ベル〔B〕の 1/10 をデシベル〔dB〕という。デシベルは電力比以外に電圧比や電流比などの表示にも使われている。

増幅回路の場合には，電圧・電流・電力の各増幅度の大きさをデシベルで表示したものを増幅度と区別するために**利得**（gain）ということばで表現する。増幅回路の利得は，次のようになる。

20

$$\left.\begin{array}{ll} \text{電圧利得} & G_v = 20 \log_{10} A_v \,[\mathrm{dB}] \\ \text{電流利得} & G_i = 20 \log_{10} A_i \,[\mathrm{dB}] \\ \text{電力利得} & G_p = 10 \log_{10} A_p \,[\mathrm{dB}] \end{array}\right\} \quad (2-8)$$

上式で利得を計算する場合，電圧・電流の利得と電力の利得とでは，式の係数が異なっていることに注意しなければならない。

＜例題 3＞

基本増幅回路の各増幅度が $A_v=200$，$A_i=100$，$A_p=20\,000$ であるとき，これを〔dB〕であらわせ。

解 $G_v=20\log_{10}200 \fallingdotseq 20\times2.3=46$〔dB〕

$G_i=20\log_{10}100=20\times2=40$〔dB〕

$G_p=10\log_{10}20\,000 \fallingdotseq 10\times4.3=43$〔dB〕

電圧（電流）比および電力比と利得との関係を図 2 - 15 に示す。

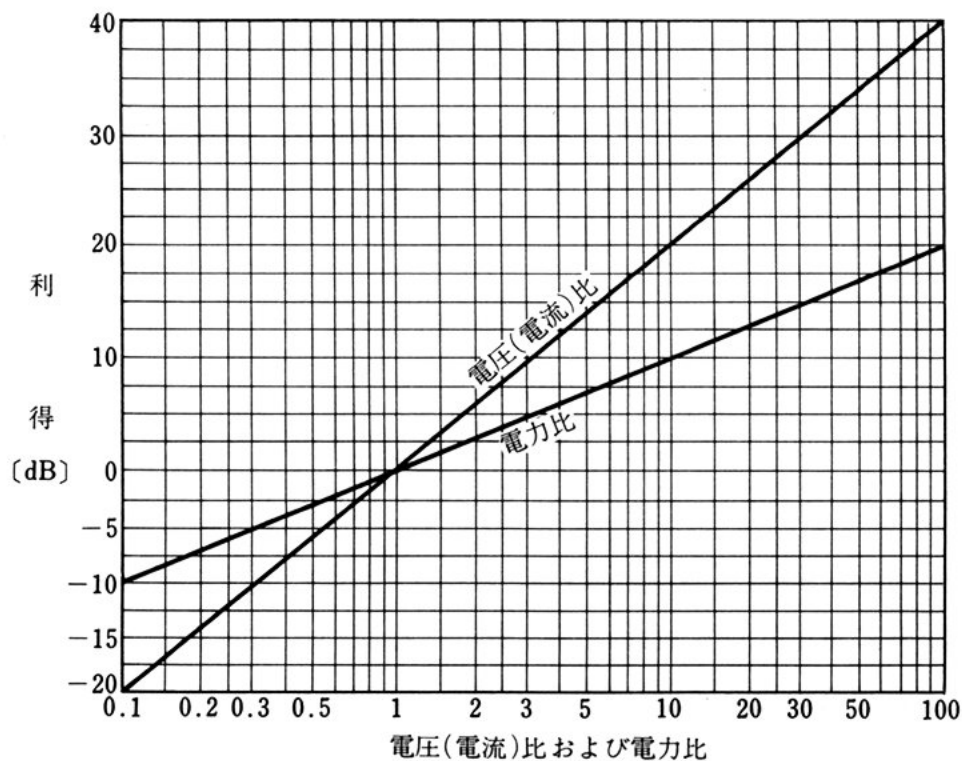



図 2 - 15　デシベル図表

利得の計算方法

利得計算を行うには，対数表やデシベル表が必要であるが，電圧比・電流比の場合には少なくとも次の 3 つの量のデシベル値をおぼえておけば，実用上まにあうことが多い。

$A=2\rightarrow6$〔dB〕，　$A=3\rightarrow9.5$〔dB〕，　$A=10\rightarrow20$〔dB〕

他のデシベル値は，対数の性質を使って次のように求められる。

$A=4 \rightarrow 2\times2 \rightarrow 6+6=12$〔dB〕

$A=5 \rightarrow 10\div2 \rightarrow 20-6=14$〔dB〕

$A=6 \rightarrow 3\times2 \rightarrow 9.5+6=15.5$〔dB〕

$A=20 \rightarrow 10\times2 \rightarrow 20+6=26$〔dB〕

5 $A=200 \rightarrow 10\times10\times2 \rightarrow 20+20+6=46$〔dB〕

$A=0.2 \rightarrow 2\div10 \rightarrow 6-20=-14$〔dB〕

電力比の場合は，上の結果を1/2倍すればよい。

(e) **多段増幅回路の総合利得**　増幅度が A_1, A_2, A_3, … の増幅回路が，図2-16（この場合は3つの回路）のように接続されているとき，これを**多段増幅回路**（92ページ参照）という。全体の増幅度 A は，

$$A=A_1\cdot A_2\cdot A_3\cdots$$

となる。このとき増幅回路1, 2, 3, … を，それぞれ1段目，2段目，3段目，…とよぶことにする。いま，A_1, A_2, A_3, …の各増幅度を G_1, G_2, G_3, … の利得であらわすと，全体の利得 G は次のようになる。

$$G=G_1+G_2+G_3+\cdots\ \text{〔dB〕} \qquad (2-9)$$

このように，利得を用いると全体の利得 G は各段の利得の和の形で簡単に求めることができる。図2-16に3段の電圧増幅の場合の増幅度と利得の例を示す。

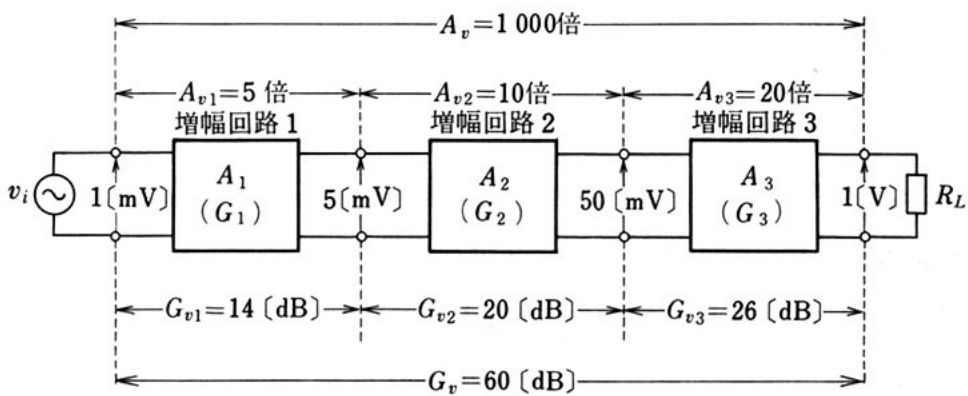



図 2-16　多段増幅回路の増幅度と利得の例

3. h パラメータと等価回路

すでに学んだように，トランジスタ回路の動作は，直流分と交流分に分けて考えることができる。電圧増幅度・電流増幅度などは交流に対する回路から求められるが，このとき，トランジスタの部分も計算しやすい素子で置き換えることができれば，増幅度などを計算するのにひじょうに便利である。

トランジスタと置き換えることのできる，同じはたらきをする別な回路を，トランジスタの**等価回路**という。トランジスタの等価回路は，次に学ぶ h パラメータであらわすことができる。

(1) h パラメータの定義

トランジスタのベースやコレクタの直流電圧・電流（V_{BE}, I_B, V_{CE}, I_C）は互いに関係があることを，すでに第1章で学んだ。いま，図2－17の回路で，V_{CE} を一定にして I_B を ΔI_B だけ変化させたとき，V_{BE} と I_C がそれぞれ ΔV_{BE}, ΔI_C だけ変化したとすると，これらの変化量から，h_{fe}, h_{ie} を次のように定義する。

$$h_{fe}=\frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}\quad (V_{CE}=\text{一定}) \qquad (2-10)$$

$$h_{ie}=\frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_B}\quad (V_{CE}=\text{一定}) \qquad (2-11)$$

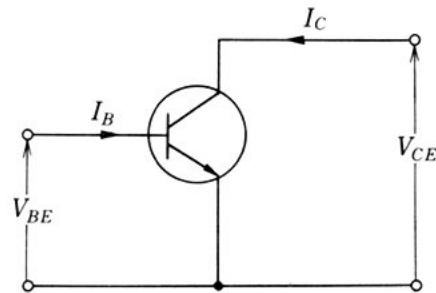



図 2－17　トランジスタ回路

h_{fe} は，すでに学んだ小信号電流増幅率である。h_{ie} を **入力インピーダンス** といい，単位はオーム〔Ω〕である。

次に，I_B を一定にして V_{CE} を ΔV_{CE} だけ変化させたとき，I_C と V_{BE} がそれぞれ，ΔI_C, ΔV_{BE} 変化したとする。このとき h_{oe}, および h_{re} を次のように定義する。

$$h_{oe}=\frac{\varDelta I_C}{\varDelta V_{CE}}\ (I_B=一定) \qquad (2-12)$$

$$h_{re}=\frac{\varDelta V_{BE}}{\varDelta V_{CE}}\ (I_B=一定) \qquad (2-13)$$

h_{oe} を **出力アドミタンス** といい，単位はジーメンス〔S〕である。また，h_{re} を**電圧帰還率**[①]という。

式 (2-10)～式 (2-13) で定義される各定数を，トランジスタのエミッタ接地の***h* パラメータ** (hybrid parameter, *h* 定数) という。これらの *h* パラメータは，静特性曲線からも求めることができ，図 2-18 に示すように，4つの特性曲線上のある動作点における傾斜をあらわしている。

h パラメータの値は，トランジスタの種類によって異なるばかりでなく，同一のトランジスタでも測定条件によって変化するが，だいたい次のような値である (付録参照)。

h_{fe}: 50～500　　　h_{ie}: 数〔kΩ〕

h_{oe}: 10～30〔μS〕　　h_{re}: 1×10^{-4}

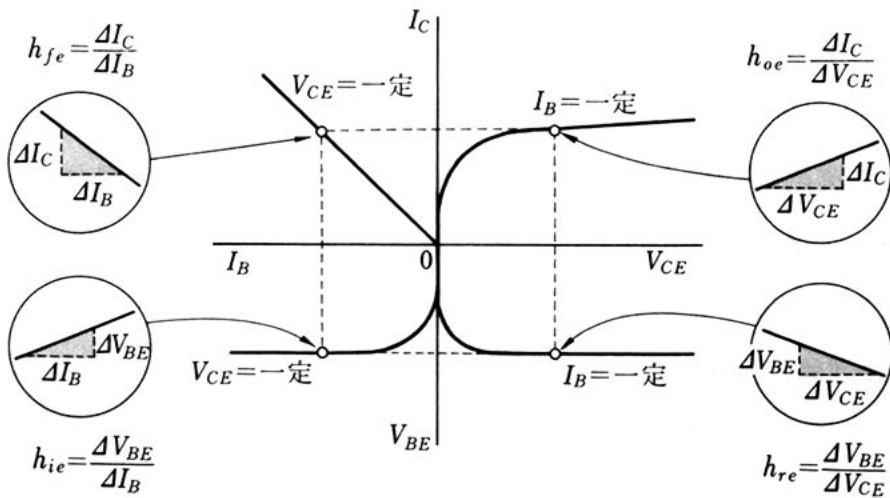



図 2-18　*h* パラメータと静特性曲線

① 帰還については 106 ページで学ぶ。

問 2. h パラメータのそれぞれの単位を示せ。

(2) *h* パラメータによる等価回路

ベース電流が ΔI_B, コレクタ電圧が ΔV_{CE} 変化したときのベース電圧の変化を ΔV_{BE}, コレクタ電流の変化を ΔI_C とすると，これらの量の間には，次のような関係があることが知られている。

$$\left.\begin{aligned}\Delta V_{BE}&=h_{ie}\Delta I_B+h_{re}\Delta V_{CE}\\ \Delta I_C&=h_{fe}\Delta I_B+h_{oe}\Delta V_{CE}\end{aligned}\right\}\quad(2-14)$$

上式において，V_{CE} が一定であれば $\Delta V_{CE}=0$ となり，$\Delta V_{BE}=h_{ie}\Delta I_B$, $\Delta I_C=h_{fe}\Delta I_B$ となる。これから，h_{ie}, h_{fe} を定義する式 (2-10), (2-11) を導くことができる。また，I_B が一定であれば $\Delta I_B=0$ となり，$\Delta V_{BE}=h_{re}\Delta V_{CE}$, $\Delta I_C=h_{oe}\Delta V_{CE}$ となるから，同様にして h_{re}, h_{oe} を定義する式 (2-12), (2-13) を導くことができる。

トランジスタの特性を交流の小信号について考える場合は，式 (2-14) の変化分 ΔV_{BE}, ΔI_B, ΔI_C および ΔV_{CE} を，それぞれ交流分 v_i, i_i, i_o, v_o で置き換えて，次のようにあらわす。

$$\left.\begin{aligned}v_i&=h_{ie}i_i+h_{re}v_o\\ i_o&=h_{fe}i_i+h_{oe}v_o\end{aligned}\right\}\quad(2-15)$$

式 (2-15) は，図 2-19 (a) に示すトランジスタの交流動作の電圧・電流の関係をあらわす式である。このことから，図 (a) のトランジスタは，図 (b) のような h パラメータをもった四端子回路と，等価であると考えられる。

等価回路の組み立て　式 (2-15) から，トランジスタの等価回路を組み立てるには，式の意味を次のように考えればよい。

① 入力電圧 v_i は，入力電流 i_i によって h_{ie} に生じた電圧降下 $h_{ie}i_i$ と，出力電圧 v_o の h_{re} 倍の電圧 $h_{re}v_o$ の和となる。

② 出力電流 i_o は，入力電流 i_i が h_{fe} 倍に増幅された電流 $h_{fe}i_i$

（a）トランジスタ回路　（b）四端子回路

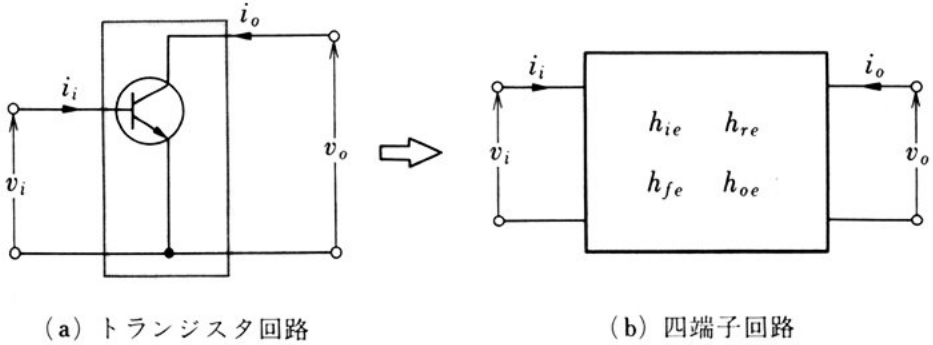



図 2-19　トランジスタの *h* パラメータ表示

と，出力電圧 v_o によって h_{oe} に流れる電流 $h_{oe}v_o$ の和となる。以上の結果から，図 2-20 (a) のような等価回路が得られる。

ここで，$h_{re}v_o$ は電圧源[①]の電圧，$h_{fe}i_i$ は電流源[②]の電流をあらわし，$1/h_{oe}$ は**出力インピーダンス**を意味している。

一般に，h_{re} はひじょうに小さく，また $1/h_{oe}$ は負荷抵抗 R_L に比べてひじょうに大きいので，これらを無視できる場合には，図 (b) のような簡単な等価回路を用いることができる。

問 3.　等価回路が簡単化できるのは負荷抵抗がどのような場合か。

（a）厳密な等価回路　（b）簡単化した等価回路

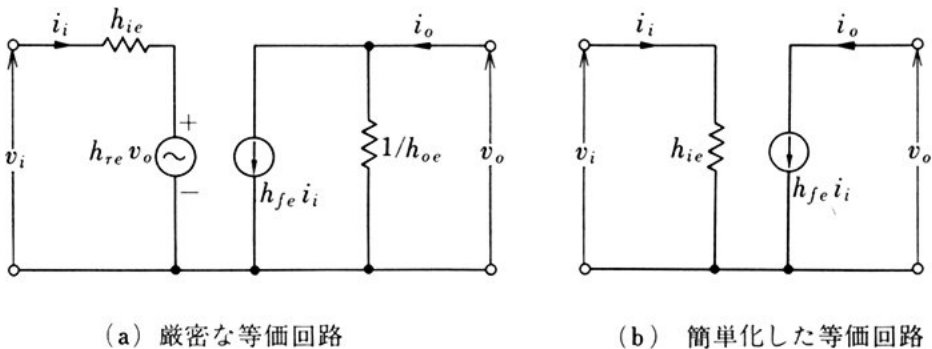



図 2-20　*h* パラメータによる等価回路

① 負荷に流れる電流に無関係に，一定の起電力をもった理想的な電源をいう。

② 負荷の大きさに無関係に，一定の電流を流す理想的な電源をいう。

4．基本増幅回路の増幅度と入出力インピーダンス

h パラメータを用いて，図 2-21 (a) の基本増幅回路の各増幅度および入出力インピーダンスを求めてみよう。図 (b) は，h_{re} を無視した図 (a) の等価回路である。

（a）基本増幅回路　（b）等価回路

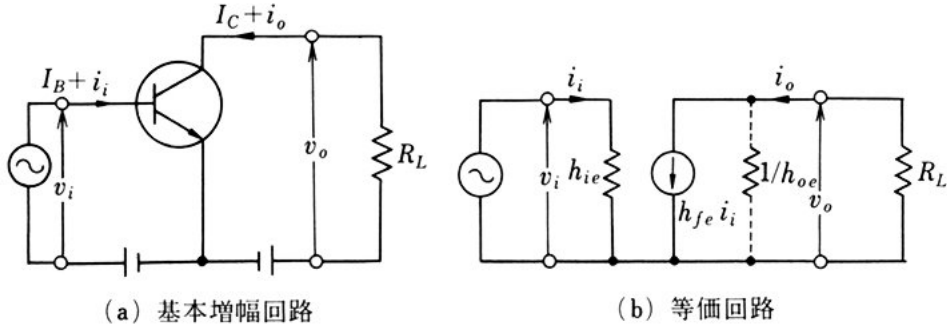



図 2-21　基本増幅回路と等価回路

等価回路で，$1/h_{oe} \gg R_L$ として h_{oe} は省略して基本増幅回路の各増幅度を求めると，次のようになる。

電流増幅度　$$A_i=\left|\frac{i_o}{i_i}\right|=\frac{h_{fe}i_i}{i_i}=h_{fe} \quad (2-16)$$

出力電圧は $v_o=-i_oR_L$ であるから，

電圧増幅度　$$A_v=\left|\frac{v_o}{v_i}\right|=\frac{i_oR_L}{v_i}=\frac{h_{fe}i_iR_L}{h_{ie}i_i}=\frac{h_{fe}}{h_{ie}}R_L \quad (2-17)$$

電力増幅度　$$A_p=\frac{P_o}{P_i}=\frac{i_o{}^2R_L}{i_i{}^2h_{ie}}=\frac{h_{fe}{}^2}{h_{ie}}R_L=A_v\cdot A_i \quad (2-18)$$

また，回路の入出力インピーダンスを求めると，

$$\left.\begin{aligned} &\text{入力インピーダンス}\quad R_i=\frac{v_i}{i_i}=h_{ie} \\ &\text{出力インピーダンス}\quad R_o=\frac{1}{h_{oe}} \end{aligned}\right\} \quad (2-19)$$

R_i, R_o は抵抗であるため，これをそれぞれ入力抵抗，出力抵抗とよぶことがある。

以上の各式はいずれも近似式であるが，実用上これでじゅうぶんである。

＜例題 4＞

図 2-22 (a) の基本増幅回路で，h パラメータの値が $h_{ie}=2$〔kΩ〕，$h_{fe}=100$，$h_{re}\fallingdotseq 0$，$h_{oe}=20$〔μS〕で，負荷抵抗 $R_L=4$〔kΩ〕のとき，各増幅度および入出力インピーダンスを求めよ。

解 図 2-22 (a) の基本増幅回路は，その交流等価回路が図 (b) のようになる。式 (2-16)～式 (2-18) から，

電流増幅度 $A_i=h_{fe}=100$

電圧増幅度 $A_v=\dfrac{h_{fe}}{h_{ie}}R_L=\dfrac{100}{2\times10^3}\times4\times10^3=200$

電力増幅度 $A_p=A_v\cdot A_i=200\times100=20\,000$

式 (2-19) から，

入力インピーダンス $R_i=h_{ie}=2$〔kΩ〕

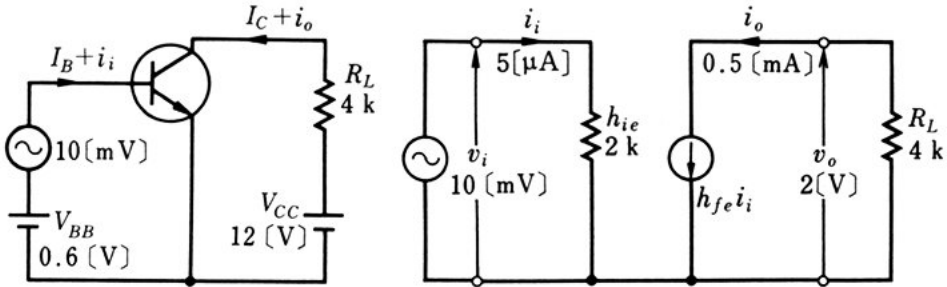
出力インピーダンス $R_o=\dfrac{1}{h_{oe}}=\dfrac{1}{20\times10^{-6}}$〔Ω〕$=50$〔kΩ〕

(a) 基本増幅回路　　(b) 等価回路

図 2-22 基本増幅回路の動作例

5. 増幅回路の分類

増幅回路は，取り扱う信号の周波数・大きさ，回路の構造などによって，次のように分類される。

(a) 周波数による分類

① 直流増幅回路　0～20〔Hz〕

② 低周波増幅回路　20〔Hz〕～100〔kHz〕

③ 高周波増幅回路　100〔kHz〕～300〔MHz〕

④ 超高周波増幅回路　300〔MHz〕以上

⑤ 映像増幅回路　0～4〔MHz〕

(b) 信号の大きさによる分類

① 小信号増幅回路　10〔mW〕以下

② 電力増幅回路　10〔mW〕以上

(c) 結合方式による分類

① *CR* 結合増幅回路　段間をコンデンサ・抵抗で結合する。

② 直結増幅回路　段間を直接に結合する。

③ 変成器結合増幅回路　段間を変成器で結合する。

(d) 接地方式による分類

図2－23に示す3つの形式がある。

① **エミッタ接地回路**　最も電力利得が大きく，主として低周波増幅回路に用いられる（図(a)）。

② **ベース接地回路**　高周波における特性がよいので，主と

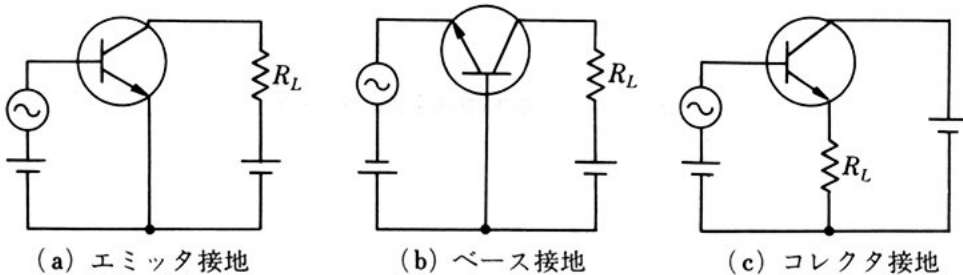



図2－23 接地形式による分類

して高周波増幅回路に用いられる（図(b)）。

③　**コレクタ接地回路**　電圧増幅度はほぼ1であるが，入力インピーダンスが高く，出力インピーダンスが低いので，インピーダンス変換に用いられる。この回路を**エミッタホロワ**(emitter follower）とよぶことがある（図(c)）。

(e)　**動作点による分類**

①　**A級増幅回路**　入力信号の動作範囲が特性曲線のほぼ直線部分になるように，動作点を図2-24(a)のP_1にとる。したがって波形のひずみが小さく，小信号増幅に適している。

②　**B級増幅回路**　動作点を図(b)のようにコレクタ電流が0になる点付近のP_2にとる。入力信号の半周期しかコレクタ電流が流れないため，この特性を2つ組み合わせたB級プッシュプル増幅回路として電力増幅に用いる（122ページ参照）。

③　**C級増幅回路**　動作点P_3を図(c)のようにB級の場合よりさらに深くとるので，入力信号の一部しかコレクタ電流が流れない。波形のひずみは大きいが，電源効率がよい。高周波電力増幅に用いられる（142ページ参照）。

(a) A級動作　(b) B級動作　(c) C級動作

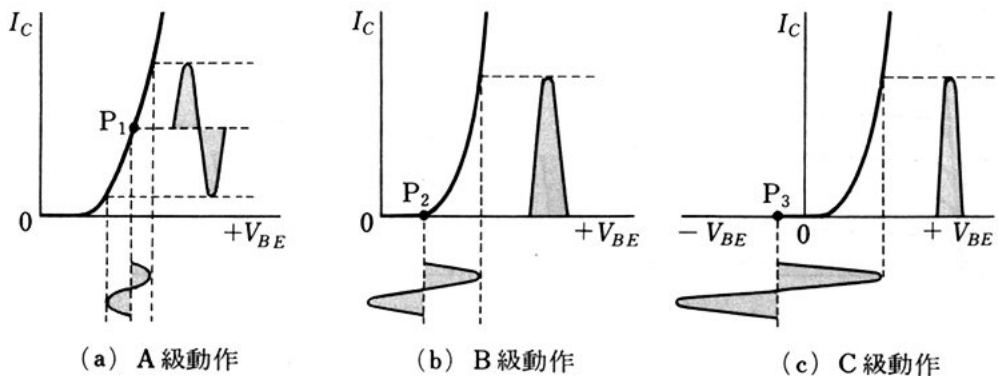



図2-24　動作点による分類

2. バイアス回路

バイアス回路は，増幅回路の動作点を決定する重要な回路である。バイアス回路の設計では，温度変化や電源電圧変動に対して動作点が安定になるようにする必要がある。

1. バイアスの安定度

トランジスタは，温度に対してとくに敏感なので，ここでは，温度に対する動作点の安定度について学ぶ。トランジスタの動作点は，図2-25のように，温度変化により移動する。動作点が移動すると，図(b)のように出力波形にひずみを生じたり，ときにはトランジスタの温度が上昇し続ける現象（**熱暴走**）が生じ，最大定格をこえてトランジスタが破壊されたりすることがある。

このためバイアス回路を考えるうえで，動作点が移動しないように，できるだけ安定にする必要がある。

(1) 安 定 指 数

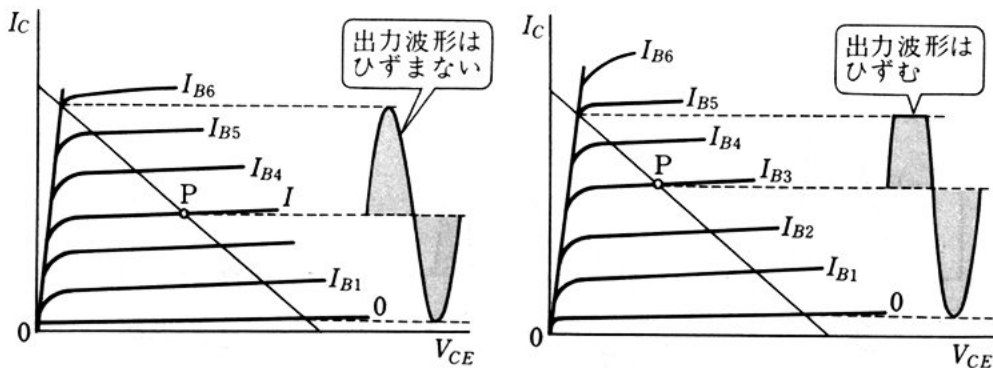
トランジスタの特性で，温度によって大きく変化するものに，コ

(a) 常温の動作状態　(b) 温度が上昇した状態

図 2-25 温度による動作点の移動

レクタしゃ断電流 I_{CBO}, ベース・エミッタ間電圧 V_{BE}, 直流電流増幅率 h_{FE} がある。これら I_{CBO}, V_{BE}, h_{FE} の微小変化に対して，コレクタ電流が変化する割合を**安定指数**（stability factor）といい，次のように定義されている。

$$\left.\begin{array}{ll} I_{CBO}\text{に対する安定指数} & S_1=\dfrac{\Delta I_C}{\Delta I_{CBO}} \\ V_{BE}\text{に対する安定指数} & S_2=\dfrac{\Delta I_C}{\Delta V_{BE}}\,[\mathrm{S}] \\ h_{FE}\text{に対する安定指数} & S_3=\dfrac{\Delta I_C}{\Delta h_{FE}}\,[\mathrm{A}] \end{array}\right\} \quad (2-20)$$

これらの値はバイアス回路の設計によって決定され，できるだけ小さいほうが安定度がよくなる。

シリコントランジスタでは，I_{CBO} の値はひじょうに小さいので，その影響は無視できる。したがって，温度の変化に対しては，V_{BE} と h_{FE} の変化だけを考えればよい。

(a) **V_{BE} の温度特性**　図 2-26 に示すように，V_{BE} は温度の上昇とともに減少する傾向があって，その温度係数は約 -2〔mV/°C〕である。したがって，たと

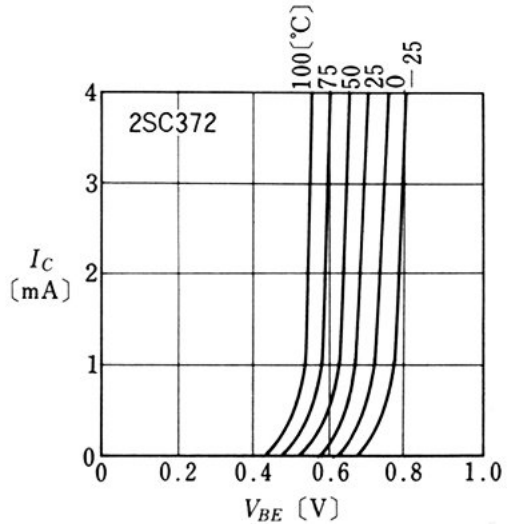



図 2-26　V_{BE} の温度特性

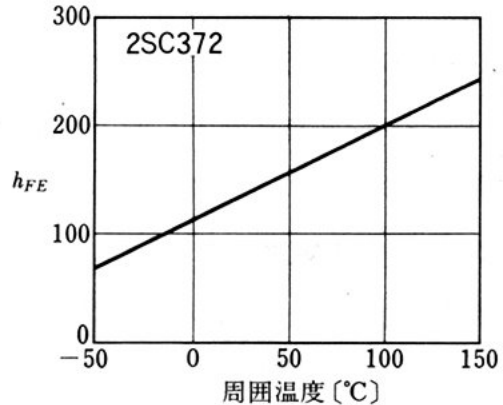



図 2-27　h_{FE} の温度特性

えば温度が25〔°C〕上昇すると V_{BE} は約50〔mV〕減少する。

(b) **h_{FE} の温度特性**　図2-27に示すように，h_{FE} は温度の上昇とともに増加する傾向がある。

(2) h_{FE} のばらつき

バイアス回路の安定度は，温度の変化に対してだけでなく，トランジスタの特性のばらつきに対しても要求される。

トランジスタの特性のうち，とくに h_{FE} のばらつきが大きく，表2-1に示すように，同一品種でも2倍程度の幅がある。このため，安定度のわるい回路では，h_{FE} のばらつきによって，動作点が設計値から大きくずれることがある。

表2-1 h_{FE} のばらつき

種　類	最　小	最　大
A	70	140
B	120	240
C	200	400

2. バイアス回路の種類と特徴

基本増幅回路では，ベース直流電源から直接ベースにバイアスをかけていたが，この方法ではバイアス電圧をかけすぎてトランジスタをこわすおそれがある。

そこで，実際の回路では図2-28(a)のように，ベース直流電源 V_{BB} に直列に抵抗 R_B を接続して，ベース電流 I_B を適当な値に調整できるようにしている。

図(a)のバイアス方法は，ベース直流電源 V_{BB} とコレクタ直流電源 V_{CC} の2つを使用するので，**2電源方式**とよばれる。これに対して図(b)のように，1つのコレクタ直流電源 V_{CC} を共用するようにしたものを**1電源方式**という。

また，図(c)，図(d)は，1電源方式（図(b)）を改良したもので，バイアスの安定度が図(b)に比べてよい。とくに，図(d)の回路は，バイアスの安定度がよいので，一般に多く用いられている。

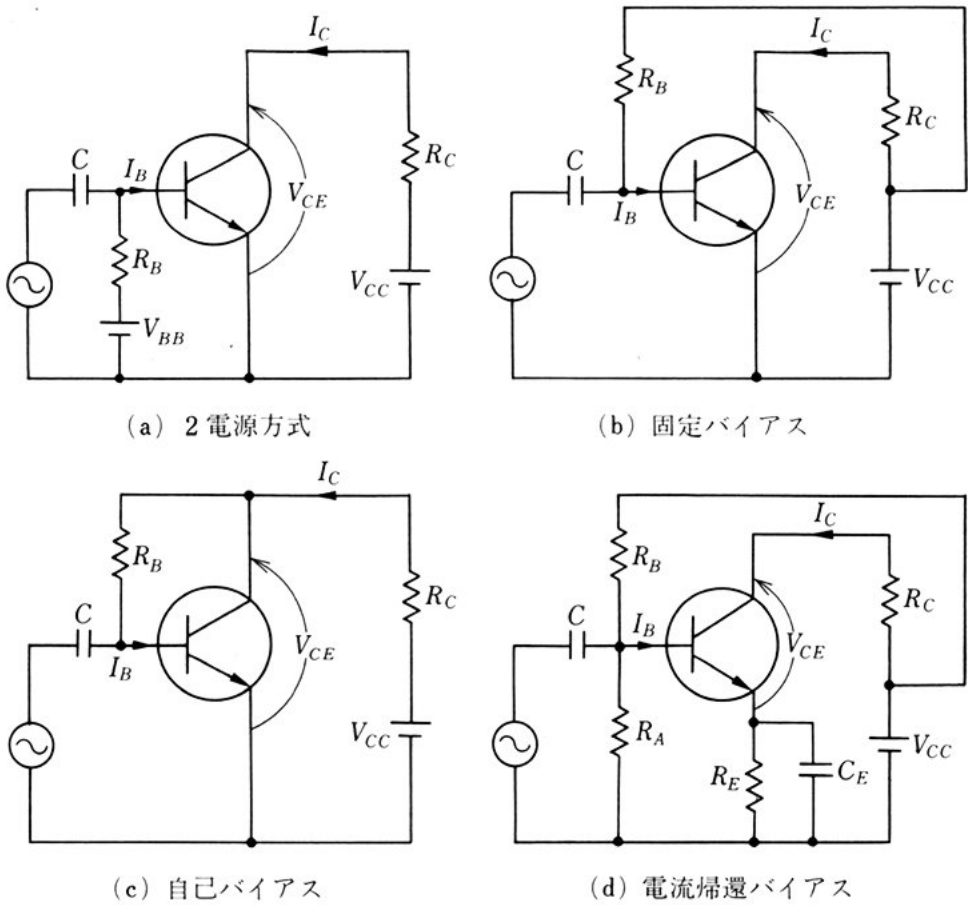



図 2-28 バイアス回路の例

図の中のコンデンサ C は，直流分を阻止して，交流分（信号）だけを通すためのコンデンサである。これを**結合コンデンサ**とよぶ。

出力のひずみを少なくするためには，67ページの図2-13に示したように，トランジスタのコレクタ・エミッタ間の電圧 V_{CE} が，電源電圧 V_{CC} の約1/2となるようにコレクタ電流 I_C を選ぶのがよい。

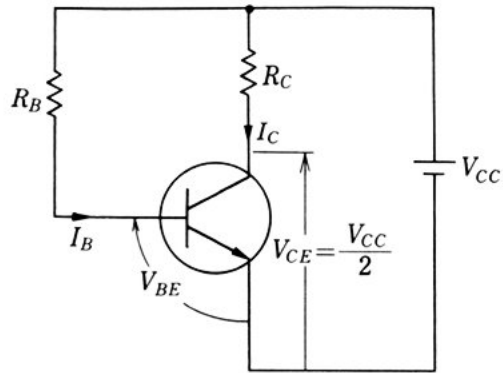
次に図2-28(b)，(c)，(d)に示した1電源バイアス回路の特徴と，その設計法について調べてみよう。

(1) 固定バイアス回路

図2-29は，最も簡単なバイアス回路で，ベース電流 I_B を電源電圧 V_{CC} からバイアス抵抗 R_B を通して流す方法をとっている。この回路のベース電流 I_B は，

図 2-29 固定バイアス回路

$$I_B=\frac{V_{CC}-V_{BE}}{R_B}$$

となる。トランジスタのベース・エミッタ間の電圧 V_{BE} は，シリコントランジスタでは約0.6〔V〕，ゲルマニウムトランジスタでは約0.2〔V〕である。したがって V_{CC} が与えられると，この回路の I_B はほぼ一定になるので，**固定バイアス回路**とよばれる。

コレクタ電流 I_C は，

$$I_C=h_{FE}I_B=\frac{h_{FE}(V_{CC}-V_{BE})}{R_B} \tag{2-21}$$

となり，V_{BE} の変化に対して I_C の変化は比較的小さいが，h_{FE} の変化に対しては I_C の変化が大きいのが欠点である。

<例題 5>

図2-29の回路で，$V_{CC}=9$〔V〕，$I_C=1$〔mA〕としたとき R_B の値を求めよ。ただし，$h_{FE}=100$，$V_{BE}=0.6$〔V〕とする。

解 まず，ベース電流 I_B を求めると，

$$I_B=\frac{I_C}{h_{FE}}=\frac{1\times10^{-3}}{100}〔\mathrm{A}〕=10〔\mu\mathrm{A}〕$$

となる。したがって，バイアス抵抗 R_B は，次のようになる。

$$R_B=\frac{V_{CC}-V_{BE}}{I_B}=\frac{9-0.6}{10\times10^{-6}}〔\Omega〕=840〔\mathrm{k}\Omega〕$$

問 4. 固定バイアス回路で，h_{FE} のばらつきが2倍であるとき，コレクタ電流の変化は何倍になるか。

（2） 自己バイアス回路

図2-30は，ベース電流 I_B をコレクタ電圧 V_{CE} から R_B を通して流しているバイアス回路で，**自己バイアス回路**とよばれる。

$I_E \fallingdotseq I_C$ とすると，ベース電流 I_B は，

$$I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{R_B} \quad (2-22)$$

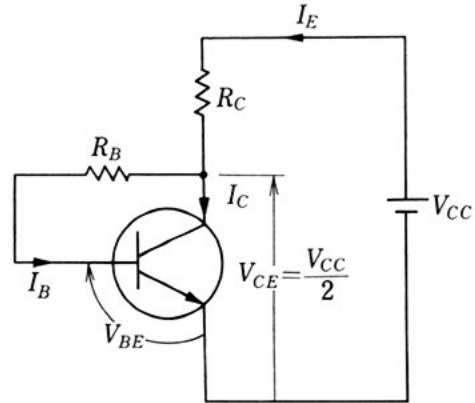



図 2-30　自己バイアス回路

となる。もし温度上昇などによって I_C が増加しようとすると，R_C の電圧降下 $I_C R_C$ が大きくなり，自動的に I_B が減少して，I_C の増加が妨げられる。この回路は，**電圧帰還バイアス回路**ともよばれ，固定バイアス回路に比べると安定度はよくなるが，入力インピーダンスや利得が低下するのが欠点である。

＜例題 6＞

図2-30の回路で，$V_{CC}=9$〔V〕，$I_C=1$〔mA〕，$R_C=4.5$〔kΩ〕として R_B の値を求めよ。ただし，$h_{FE}=100$，$V_{BE}=0.6$〔V〕とする。

解　ベース電流 I_B は，

$$I_B = \frac{I_C}{h_{FE}} = \frac{1 \times 10^{-3}}{100} \text{〔A〕} = 10 \text{〔μA〕}$$

となる。したがって，求める R_B は，次のようになる。

$$R_B = \frac{V_{CC} - I_C R_C - V_{BE}}{I_B} = \frac{9 - 1 \times 4.5 - 0.6}{10 \times 10^{-6}} \text{〔Ω〕} = 390 \text{〔kΩ〕}$$

問 5. 自己バイアス回路で，R_C の値が大きいほど安定度がよくなるのはなぜか。

（3） 電流帰還バイアス回路

図2-31は，最も標準的なバイアス回路で，**電流帰還バイアス回路**とよばれる。

R_A, R_B は，電源電圧 V_{CC} を分割するために用いられる抵抗で，**ブリーダ抵抗**といい，エミッタ抵抗 R_E はバイアスを安定化するはたらきがあるので，**安定抵抗**とよぶことがある。

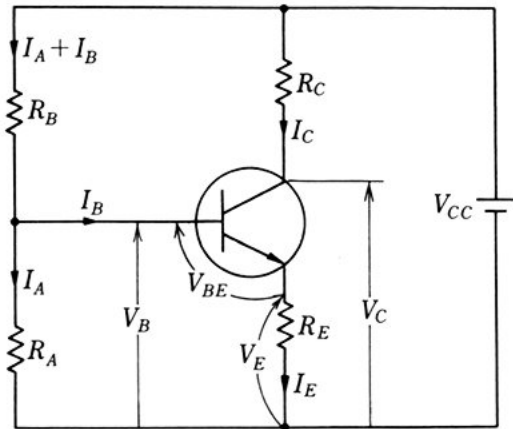



図 2-31　電流帰還バイアス回路

いま，ブリーダ抵抗 R_A にベース電流 I_B の10倍以上の**ブリーダ電流** I_A を流し，R_A の両端の電圧 V_B をベース電流と無関係にほぼ一定に保つようにすると，V_{BE} は，

$$V_{BE}=V_B-V_E=V_B-I_ER_E$$

となる。I_C が増加しようとすると，I_ER_E も増加して V_{BE} が減少し，I_B が減少するので I_C の増加がおさえられる。

このため，温度の変化によって I_C が変化しても，その変化の割合は低くおさえられ安定度がよくなる。しかし，R_A, R_B が入力に並列にはいるため，入力インピーダンスが低下するのが欠点である。

エミッタ抵抗 R_E の両端の電圧 $V_E(=I_ER_E)$ を大きくするほど，安定度はよくなるが，あまり大きくすると，トランジスタに有効に加わる電圧が減少し，ひずまないで出力に取り出せる交流電圧の最大値が小さくなる。ふつう V_E は V_{CC} の10％程度でじゅうぶんである。

＜例題 7＞

図 2-32 で，$V_{CC}=9$〔V〕，$I_E=1$〔mA〕，$h_{FE}=100$ のとき，R_E, R_A, R_B を求めよ。ただし，$V_E=1$〔V〕，$I_A=20\,I_B$，$V_{BE}=0.6$〔V〕とする。

解　$V_E=1$〔V〕であるから，

$$R_E=\frac{V_E}{I_E}=\frac{1}{1\times10^{-3}}\text{〔Ω〕}=1\text{〔kΩ〕}$$

ベース電流 I_B は，$I_C \fallingdotseq I_E$ とすると，

$$I_B=\frac{I_C}{h_{FE}}=\frac{1\times10^{-3}}{100}\text{〔A〕}=10\text{〔μA〕}$$

となる。I_A は I_B の 20 倍であるから，

$$I_A=20\,I_B=20\times0.01\times10^{-3}\text{〔A〕}=200\text{〔μA〕}$$

したがって，$V_{BE}=0.6$〔V〕であるから，

$$R_A=\frac{V_{BE}+V_E}{I_A}=\frac{0.6+1}{0.2\times10^{-3}}\text{〔Ω〕}=8\text{〔kΩ〕}$$

また，$V_B=V_{BE}+V_E=1.6$〔V〕となるので，

$$R_B=\frac{V_{CC}-V_B}{I_A+I_B}=\frac{9-1.6}{0.21\times10^{-3}}\text{〔Ω〕}\fallingdotseq35\text{〔kΩ〕}$$

注． R_E と並列に接続されているコンデンサ C_E を**バイパスコンデンサ**といい，エミッタを交流的に接地する役目をしている。

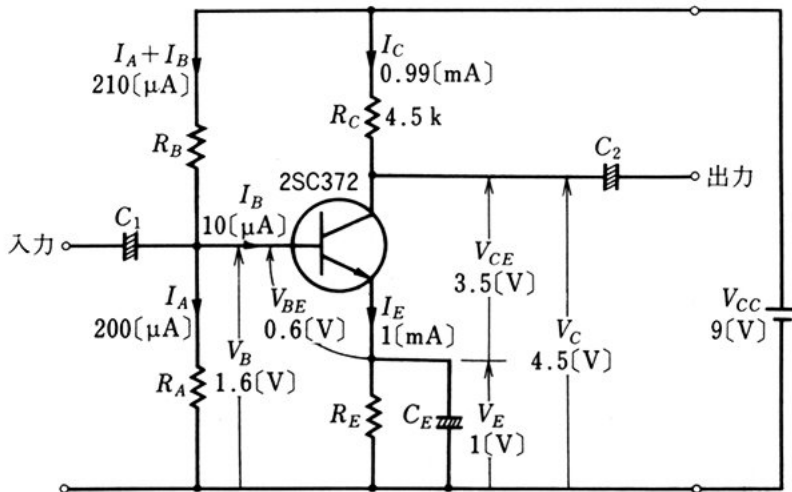



図 2-32　バイアス回路の動作例

（4） 電流帰還バイアス回路の簡易計算法

バイアス電流・電圧は，トランジスタの動作の中心点を決定するもので，これらの値は，それほど正確に計算したり，設計したりする必要はなく，だいたいの値がわかればよいという場合が多い。そこで，最も広く使用されている電流帰還バイアス回路についての簡易な計算方法を示す。

図2-33に示す電流帰還バイアス回路で，トランジスタのベース電流 I_B は，他の電流 I_A, I_E, I_C に比べてひじょうに小さい。そこで，$I_B \fallingdotseq 0$ と仮定する。すると，R_B を流れる電流 I_A はすべて R_Aを流れるから，ベース電圧 V_B は，次のようになる。

$$V_B = \frac{R_A}{R_A + R_B} V_{CC}$$

次にエミッタ電圧 V_E は，

$$V_E = V_B - V_{BE}$$

となる。V_E は R_E の両端の電圧であるから，エミッタ電流 I_E は，

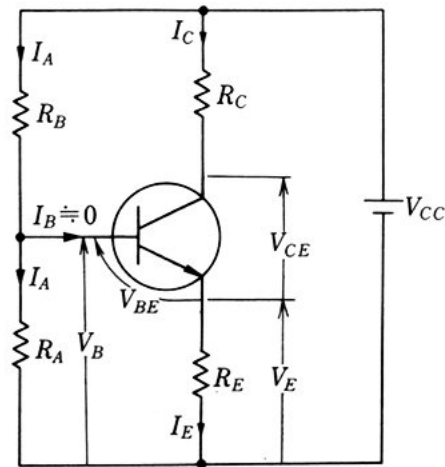
$$I_E = \frac{V_E}{R_E}$$

となる。コレクタ電流 I_C はほぼ I_E に等しいから，V_{CE} は，次のように求められる。

図 2-33 電流帰還バイアス回路

$$V_{CE} = V_{CC} - I_E R_C - I_E R_E$$

こうして求められたバイアス電圧・電流は，I_B を無視せずに求めた値に比べて，数〔%〕以内の誤差となり，実用上じゅうぶんである。

問 6. 図2-32のバイアスを簡易計算法で求め，図に示された電圧・電流値と比べよ。ただし，各抵抗値は，例題7で求めた値とする。

(5) 各種バイアス回路の安定度の比較

固定バイアス回路・自己バイアス回路・電流帰還バイアス回路の3種類のバイアス回路を学んだが，ここでこれらのバイアス回路の安定度を，V_{BE} の変化，h_{FE} の変化について比べてみよう。バイアスは3回路とも同一（$V_{CC}=9$〔V〕，$I_C=1$〔mA〕，$V_{CE}\fallingdotseq V_{CC}/2$，$R_C=4.5$〔kΩ〕）とし，各抵抗値は，例題で求めた値を用いることにする。V_{BE} の温度係数を -2〔mV/°C〕，h_{FE} の温度特性を図2-34のように仮定すると，コレクタ電流の変化は，図2-35のようになる。

図2-35の直線①は，固定バイアス回路の温度特性で，温度の変化に対して，I_C の変化がひじょうに大きく安定度がわるい。自己バイアス回路と電流帰還バイアス回路は，ほぼ同じ特性で直線②のようになる。

②の特性は，①の特性に比べて安定度がよいことがわかる。自己バイアス回路は電流帰還バイアス回路と同じように，バイアスの安定度はよいが，あとで学ぶように，交流分に対して負帰還がかかり利得が低下するため，電流帰還バイアス回路が一般によく用いられる。

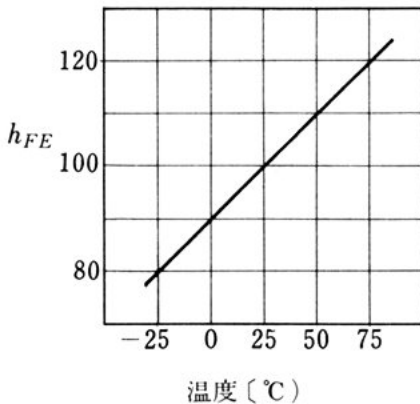



図 2-34　h_{FE} の温度特性例

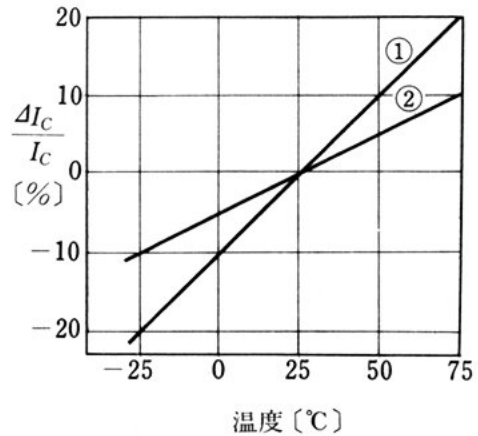



図 2-35　I_C の温度特性例

3. 温度補償回路

電流帰還バイアス回路では，エミッタ抵抗 R_E を大きくするほど安定度がよくなるが，R_E があまり大きいと，コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} が低くなって大きい出力が得られない。

そこで，R_E が小さくても安定度をよくするために，バイアス回路の抵抗の一部に温度によって特性が変化する素子を用いて，温度変化に対する補償を行う方法がとられている。

（1） サーミスタによる補償回路

温度上昇によって I_C が増加するのをおさえるには，温度の上昇に対してベースの電位が低くなるようにすればよい。そのため，温度とともに抵抗値の小さくなるサーミスタ（TH）を図 2-36(a) のように R_A と並列につないで，その合成抵抗の温度変化が V_{BE} の温度変化と同じになるようにして，温度補償を行っている。

（2） ダイオードによる補償回路

図 2-36(b) のように，R_A と直列にダイオード（D）をそう入して，順方向電圧 V_F の温度変化と V_{BE} の温度変化とがほぼ同じであることを利用して，温度補償を行っている。

（a） サーミスタ使用回路　（b） ダイオード使用回路

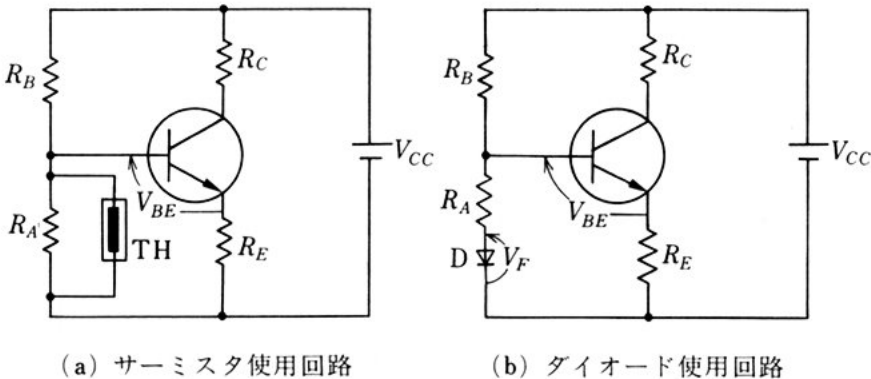



図 2-36 温 度 補 償 回 路

図2-37は，ダイオードによる安定化の例を示したもので，図(a)の抵抗だけの回路に，図(b)のようにダイオードを2個用いて安定化をはかったときの特性は，単に抵抗だけ使用したものより，図(c)のようにコレクタ電流がひじょうに安定していることがわかる。

5　また，電源電圧が低下してもダイオードの順方向電圧はほぼ一定にたもたれるので，図(d)のように電源電圧が変化したときのコレクタ電流の変化も少ない。

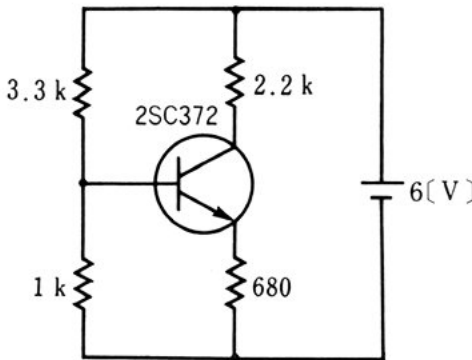
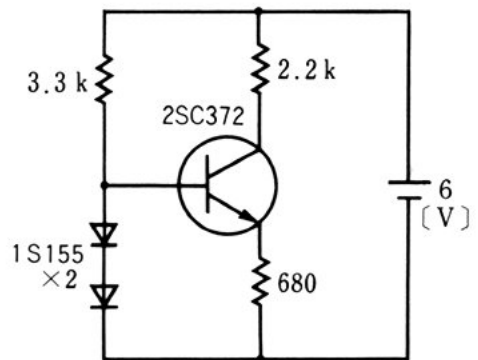
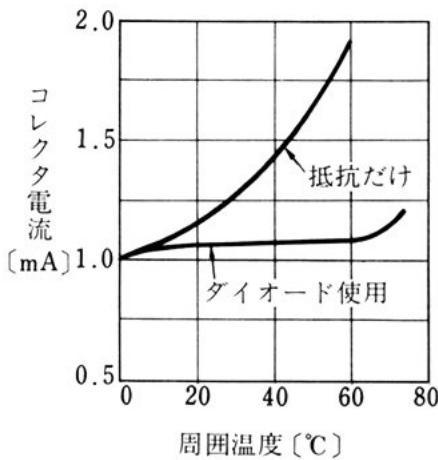
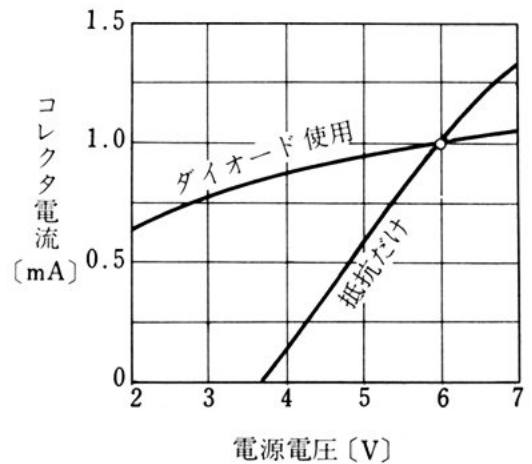



図 2-37　ダイオードによる安定化の例

3. 小信号増幅回路

バイアスの電圧や電流の大きさに比べて振幅の小さな信号を増幅する回路を，**小信号増幅回路**とよぶ。小信号増幅回路は，トランジスタ1個ではじゅうぶんな利得が得られないため，ふつう，トランジスタを数個用いて，増幅を繰り返す多段増幅回路が用いられる。

このときの多段増幅回路の特性は，増幅回路どうしの結合方式によって，利得や周波数特性などが異なるので，これらについて調べてみよう。

1. *CR* 結合増幅回路

多段増幅回路で，段間をコンデンサと抵抗で結合したものを ***CR* 結合増幅回路**といい，最も一般的に用いられている。図2-38に，*CR* 結合多段増幅回路の1段を取り出した部分を示す。C_1, C_2 は結合コンデンサで，C_E はバイパスコンデンサである。また，R_i は，次段の回路の入力インピーダンスである。

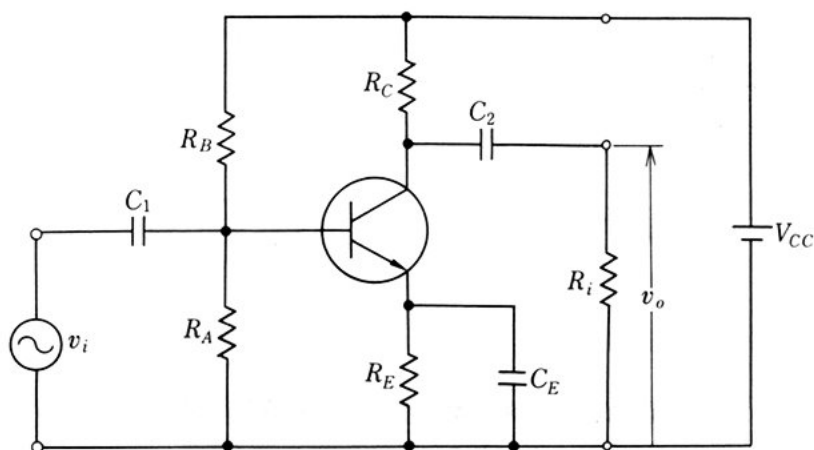



図2-38 *CR* 結合増幅回路

（1）動　特　性

CR 結合増幅回路の動作を，直流回路と交流回路に分けて調べてみよう。

(a) **直流回路**　図 2-38 の回路を直流的な回路についてだけ考えると，図 2-39 (a) のようになる。これは電流帰還バイアス回路である。

この回路ではトランジスタの直流に対する負荷抵抗は，R_C+R_E となる。

(b) **交流回路**　図 2-38 の回路で，C_1, C_2, C_E のインピーダンスが，使用する周波数に対してじゅうぶん小さい場合には，これらのインピーダンスは無視できるので，交流的な回路は図 2-39 (b) のようになる。この回路は，すでに学んだ基本増幅回路と本質的に同じである。

交流に対する負荷抵抗 R_L は，R_C と R_i の並列合成抵抗であらわされるので，次式に示すようになる。

$$R_L=\frac{R_C R_i}{R_C+R_i} \qquad (2-23)$$

（a）直流回路　（b）交流回路

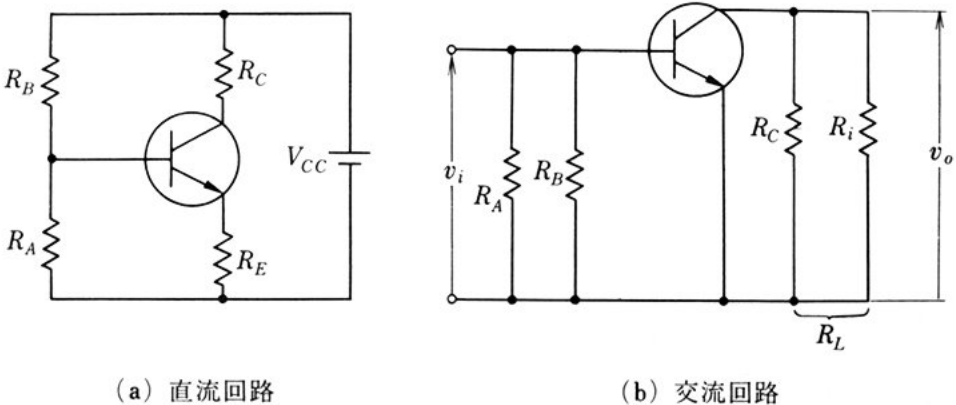



図 2-39　等　価　回　路

(c) **動作点**　最適な動作点を求めるには，図2-40に示すように，まず特性曲線上に直流負荷 R_C+R_E に対する負荷線ABを引く。次に交流負荷線A′B′が直流負荷線ABによって2等分される点Pを求め，これを動作点とすると，ひずまないで得られる出力電圧が最大となる。この動作点Pを与えるのに必要なベース電流 I_{BQ} が流れるように，R_A, R_B を定めればよい。

小信号増幅の場合は，実際には動作点が多少ずれていても，動作にはさしつかえない。

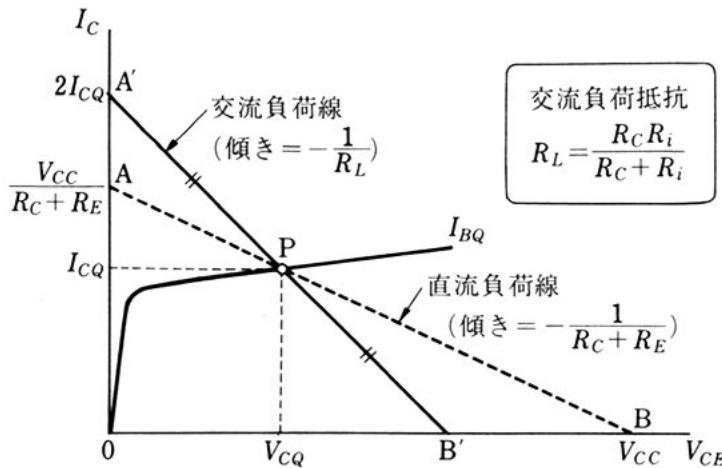



図 2-40　動　特　性

(2) 電圧増幅度と周波数特性

電圧増幅度 A_v は，すでに学んだように，h パラメータを用いて次のように計算できる。

$$A_v=\frac{h_{fe}}{h_{ie}}R_L=\frac{h_{fe}}{h_{ie}}\left(\frac{R_C R_i}{R_C+R_i}\right) \qquad (2-24)$$

式(2-24)は，コンデンサ C_1, C_2, C_E のインピーダンスがじゅうぶん小さく，無視できる周波数で求めた電圧増幅度であるが，実際に CR 結合増幅回路に一定入力電圧 v_i を加え，その出力電圧 v_o

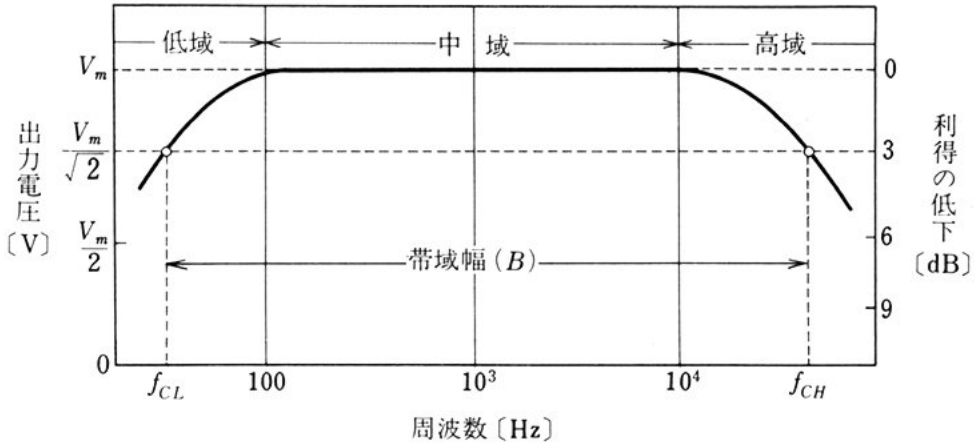



図 2-41 周波数特性の一例

を調べると，図2-41のように周波数が低いほうや高いほうで出力電圧が低下する。式 (2-24) で求めたように，C_1, C_2, C_E の影響が無視できるときは，電圧増幅度は周波数によらず一定となり，出力電圧も一定となる。このような周波数領域を**中域**といい，式(2-24)の電圧増幅度は，中域の増幅度である。また，電圧増幅度が低下する低い周波数領域を**低域**，高い周波数領域を**高域**という。

出力電圧が中域に比べて $1/\sqrt{2}$ (3〔dB〕低下に相当する) になる周波数を，**低域しゃ断周波数**，**高域しゃ断周波数**といい，それぞれ，f_{CL}, f_{CH} とあらわす。また，$f_{CH}-f_{CL}=B$ を**帯域幅**とよんでいる。

(a) 低域の周波数特性 低域で利得の低下する原因としては，結合コンデンサ C_1, C_2 とバイパスコンデンサ C_E によるものが考えられるが，それぞれについて影響を調べてみる。

① **C_1 による影響** 図2-38を C_1 の影響を考慮した等価回路であらわすと，図2-42のようになる。ただし C_2, C_E は，図2-42では無視してある。R_A, $R_B \gg h_{ie}$ と仮定すると，トランジスタの入力電流 i_i は，次のようにあらわされる。

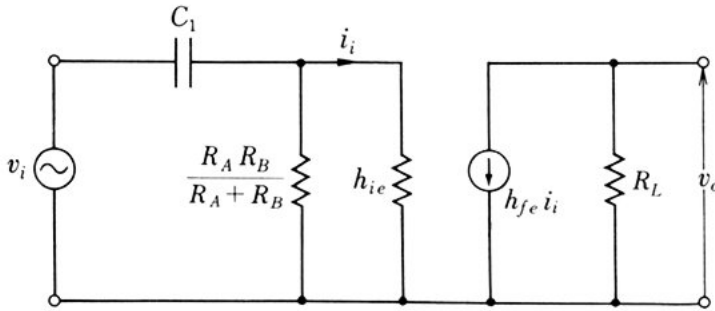



図 2-42　入力側の等価回路

$$i_i=\frac{v_i}{\sqrt{h_{ie}{}^2+(1/\omega C_1)^2}}=\frac{v_i}{h_{ie}\sqrt{1+(1/\omega C_1 h_{ie})^2}} \quad (2-25)$$

また，図2-42の電圧増幅度 A_v' は，次のようになる。

$$A_v'=\left|\frac{v_o}{v_i}\right|=\frac{h_{fe}i_iR_L}{v_i} \quad (2-26)$$

したがって，式(2-26)に式(2-25)を代入すると，

$$A_v'=\frac{h_{fe}R_L}{h_{ie}}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega C_1 h_{ie})^2}} \quad (2-27)$$

となる。式(2-27)が式(2-24)の中域の電圧増幅度の $1/\sqrt{2}$ 倍になるのは，$\omega C_1 h_{ie}=1$ のときであるから，C_1 による低域しゃ断周波数 f_{C1} は次のようになる。

$$f_{C1}=\frac{1}{2\pi C_1 h_{ie}} \quad (2-28)$$

②　**C_2 による影響**　　C_2 を考慮に入れ，C_1, C_E を無視すると，等価回路は図2-43のようになる。この回路の電圧増幅度 A_v'' は，

$$A_v''=\frac{h_{fe}R_L}{h_{ie}}\cdot\frac{1}{\sqrt{1+(1/\omega C_2(R_C+R_i))^2}} \quad (2-29)$$

となる。式(2-29)が式(2-24)の $1/\sqrt{2}$ 倍になる低域しゃ断周波数 f_{C2} は，

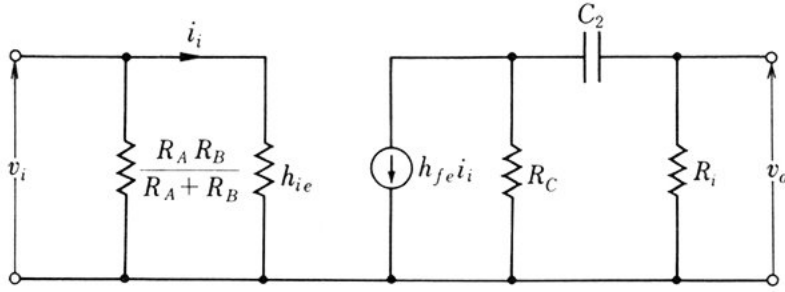



図 2-43　出力側の等価回路

$$f_{C2}=\frac{1}{2\pi C_2(R_C+R_i)} \qquad (2-30)$$

となる。

③　**C_E による影響**　以上，①，②の計算では，エミッタに接続されたインピーダンスが，じゅうぶん小さいと仮定している。エミッタに接続された C_E の影響の計算は複雑になるので，その結果だけを示すと，C_E によるしゃ断周波数 f_{CE} は，

$$f_{CE}=\frac{h_{fe}}{2\pi C_E h_{ie}} \qquad (2-31)$$

となる。

(b)　**高域の周波数特性**　高域周波数では，トランジスタ自体の h_{fe} の低下と，コレクタ・エミッタ間の出力容量 C_{oe} や配線間の分布容量[①]などが影響してくる。

そのため，高域しゃ断周波数を高くするには，C_{oe} が小さく，h_{fe} の周波数特性のすぐれたトランジスタを使用しなければならないとともに，配線にも注意が必要である。

①　配線と配線の間に生じる容量。

<例題 8>

図2-44の *CR* 結合増幅回路の C_1, C_2, C_E によるしゃ断周波数を求めよ。ただし，$h_{fe}=100$, $h_{ie}=2$〔kΩ〕とする。

解　式(2-28)，(2-30)，(2-31)を用いて計算すると，

$$f_{C1}=\frac{1}{2\pi C_1 h_{ie}}=\frac{1}{2\pi\times10\times10^{-6}\times2\times10^3}\fallingdotseq 8\,〔\mathrm{Hz}〕$$

$$f_{C2}=\frac{1}{2\pi C_2(R_C+R_i)}=\frac{1}{2\pi\times10\times10^{-6}\times(5+2)\times10^3}\fallingdotseq 2.3\,〔\mathrm{Hz}〕$$

$$f_{CE}=\frac{h_{fe}}{2\pi C_E h_{ie}}=\frac{100}{2\pi\times100\times10^{-6}\times2\times10^3}\fallingdotseq 80\,〔\mathrm{Hz}〕$$

注. 低域のしゃ断周波数はほとんど C_E の値によって決まるから，低域の特性をよくするためには C_E の値をじゅうぶん大きなものにしなければならない。

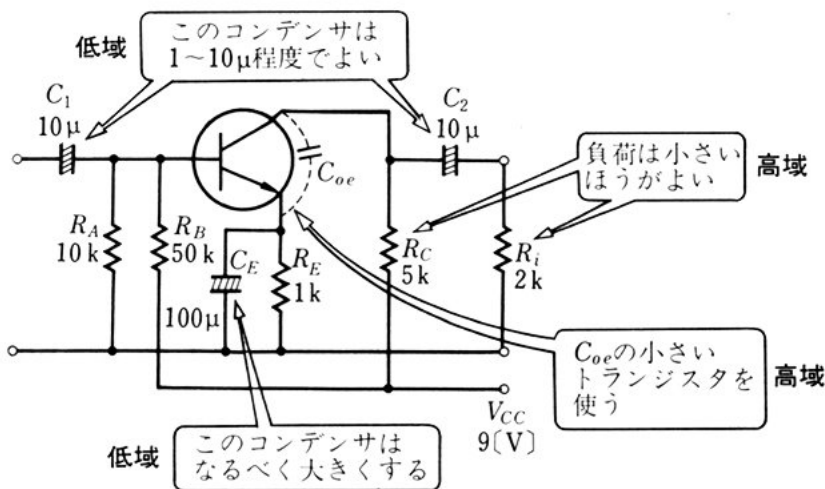



図 2-44　周波数特性をよくするには

(3)　2段 *CR* 結合増幅回路

図2-45は，2段 *CR* 結合増幅回路の例で，図2-46は，中域における等価回路である。ただし，$1/h_{oe}\gg R_L$ として h_{oe} は省略し，また，各コンデンサのインピーダンスは，じゅうぶん小さいとして省略した。

この回路の全体の電圧増幅度と入力インピーダンスを求めてみよう。各トランジスタのパラメータは表2-2とする。

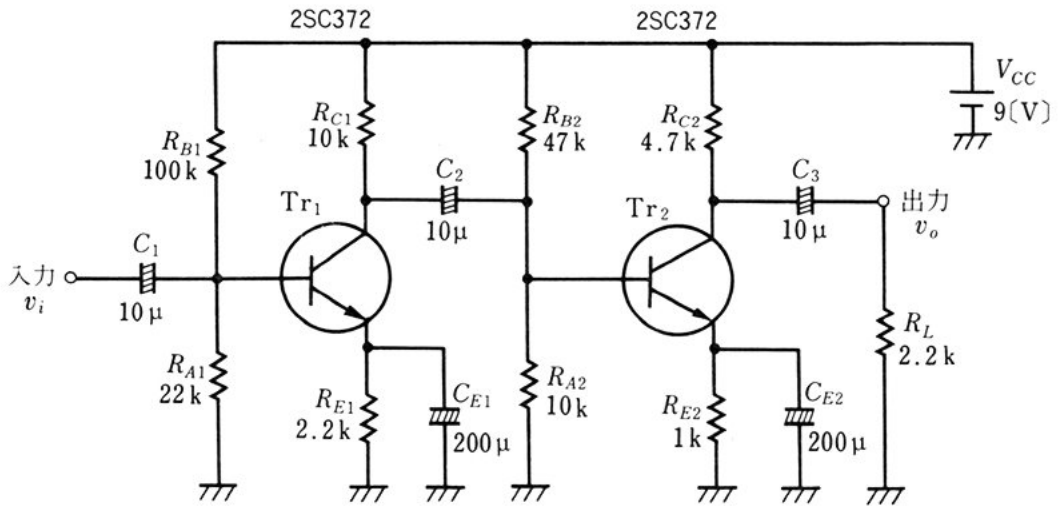



図 2-45　2段 *CR* 結合増幅回路例

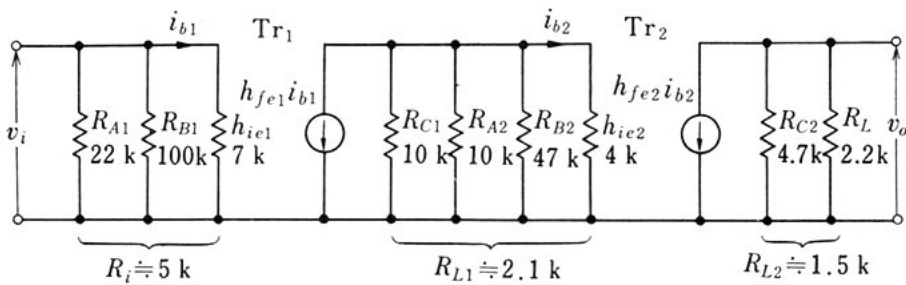



図 2-46　2段 *CR* 結合増幅回路の等価回路

表 2-2　トランジスタの特性

特性	量	Tr_1	Tr_2
動作点の概略値	V_{CE}	3〔V〕	3〔V〕
	I_C	0.5〔mA〕	1.0〔mA〕
h パラメータ	h_{ie}	7〔kΩ〕	4〔kΩ〕
	h_{fe}	110	120
	h_{re}	0.4×10^{-4}	0.3×10^{-4}
	h_{oe}	8〔μS〕	15〔μS〕

(a)　**1段目の電圧増幅度 A_{v1}**　　1段目の負荷抵抗 R_{L1} は，R_{C1}, R_{A2}, R_{B2} および Tr_2 の入力インピーダンス h_{ie2} の並列合成抵抗となるので，

$$R_{L1}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_{C1}}+\dfrac{1}{R_{A2}}+\dfrac{1}{R_{B2}}+\dfrac{1}{h_{ie2}}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{10}+\dfrac{1}{10}+\dfrac{1}{47}+\dfrac{1}{4}}〔\Omega〕\fallingdotseq 2.1〔k\Omega〕$$

したがって，

$$A_{v1}=\frac{h_{fe1}}{h_{ie1}}R_{L1}=\frac{110}{7}\times 2.1=33$$

(b)　**2段目の電圧増幅度 A_{v2}**　　2段目の Tr_2 の負荷抵抗 R_{L2} は，R_{C2} と R_L の並列合成抵抗となるので，

$$R_{L2}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_{C2}}+\dfrac{1}{R_L}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{4.7}+\dfrac{1}{2.2}}〔\Omega〕\fallingdotseq 1.5〔k\Omega〕$$

したがって，

$$A_{v2}=\frac{h_{fe2}}{h_{ie2}}R_{L2}=\frac{120}{4}\times 1.5=45$$

(c)　**全体の電圧増幅度 A_v**

$$A_v=A_{v1}\cdot A_{v2}=33\times 45=1\,485\fallingdotseq 1\,500$$

(d)　**入力インピーダンス R_i**　　入力端からみた入力インピーダンス R_i は，R_{A1}, R_{B1} が h_{ie1} と並列にはいるから，

$$R_i=\frac{1}{\dfrac{1}{R_{A1}}+\dfrac{1}{R_{B1}}+\dfrac{1}{h_{ie1}}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{22}+\dfrac{1}{100}+\dfrac{1}{7}}〔\Omega〕\fallingdotseq 5〔k\Omega〕$$

問 7.　1段目，2段目の各電圧増幅度と，全体の電圧増幅度を利得〔dB〕であらわしてみよ。

2. 直結増幅回路

CR 結合増幅回路は，段間に結合コンデンサを用いているので，低域で利得が減少する。また，直流分を含んだ信号の増幅には適しない。そこでこの点を解決するために，図 2-47 のように結合コンデンサを取り除いて前段と後段とを直接に結合した回路を，**直結増幅回路**という。

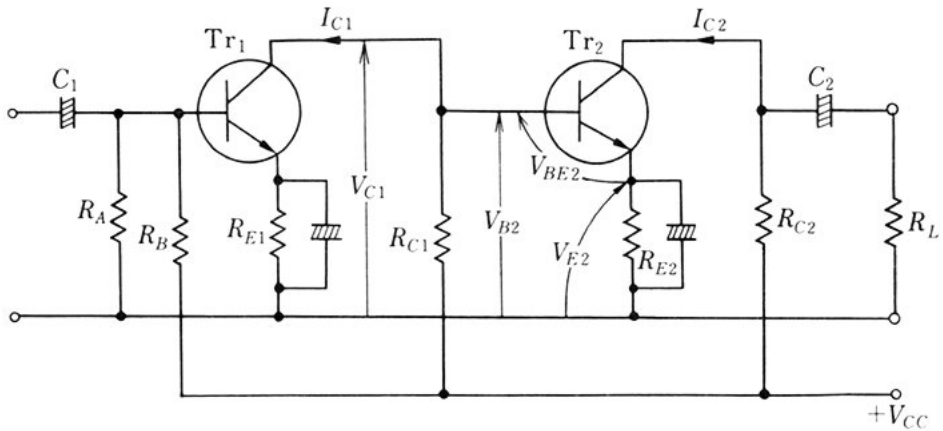



図 2-47　無帰還形直結増幅回路

この回路は，Tr_1 のコレクタ電圧 V_{C1} が Tr_2 のベース電圧 V_{B2} になり，Tr_1 の動作点の変動が Tr_2 で増幅されるので，安定度がわるいのが欠点である。

図 2-48 の回路は，Tr_2 の R_{E2} の電圧 V_{E2} を Tr_1 のベースのバイアス用電圧として用いるもので，**帰還形直結増幅回路** とよばれる。

もし Tr_2 の I_{C2} が増加した場合，V_{E2} が増加して Tr_1 の I_{B1} を増加させるので I_{C1} も増加する。したがって，R_{C1} の電圧降下が増加して，Tr_2 のベース電圧 V_{B2} が低下する。このため Tr_2 のベース電流 I_{B2} が減少して I_{C2} の増加をおさえるようにはたらく。この回路は，図 2-47 の無帰還形の回路に比べてバイアスの安定度がよいのが特徴である。

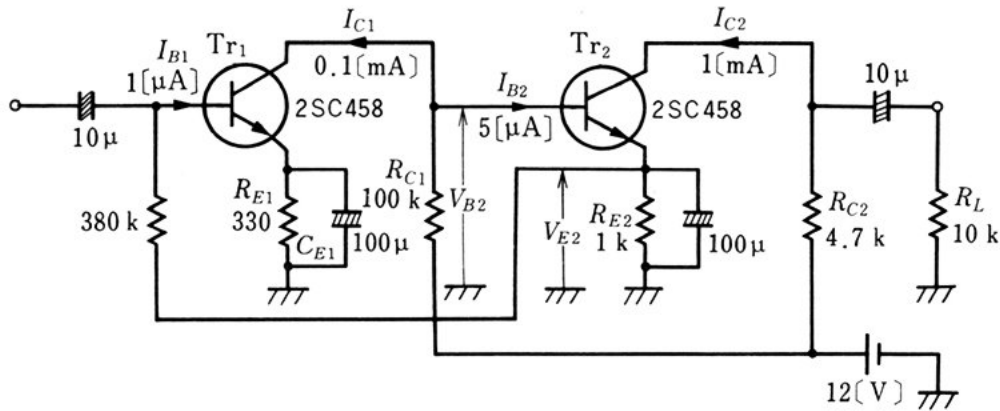



図 2-48　帰還形直結増幅回路例

$R_{C1} \gg h_{ie2}$ であるため，1段目の負荷抵抗 R_{L1} は2段目の入力インピーダンス h_{ie2} とほぼ等しくなる。そのため，この回路の全体の電圧増幅度 A_v は，

$$A_v = \frac{h_{fe1}}{h_{ie1}} R_{L1} \cdot \frac{h_{fe2}}{h_{ie2}} R_{L2} \doteqdot \frac{R_{L2}}{h_{ie1}} h_{fe1} h_{fe2} \qquad (2-32)$$

となる。ただし，$R_{L2} = \dfrac{R_{C2} R_L}{R_{C2} + R_L}$ である。　5

注． npn 形トランジスタのコレクタ直流電圧は，ベース直流電圧より高いので，直結増幅回路では，1段目のトランジスタ Tr_1 のコレクタ電圧より，2段目の Tr_2 のコレクタ電圧が高くなる。したがって，同一種類のトランジスタを多段に接続する場合は，直流の電位の調整をどこかで行わなければならない。これを，後で学ぶが，**レベルシフト**（155ページ参照）とよぶ。　10

問 8． 図2-48の回路の電圧増幅度を求めよ。ただし，$h_{ie1}=47$〔kΩ〕，$h_{ie2}=5$〔kΩ〕，$h_{fe1}=180$，$h_{fe2}=200$ とする。

3. 変成器結合増幅回路

トランジスタは，一般に入力インピーダンスが低く，出力インピーダンスが高いため，そのまま多段に接続して増幅するとインピーダンスの不整合によって1段あたりの電力利得が低下する。

5 そこで，図2-49のように，入出力間に変成器を用いてインピーダンス整合がとれるようにしたものを，**変成器結合増幅回路**という。

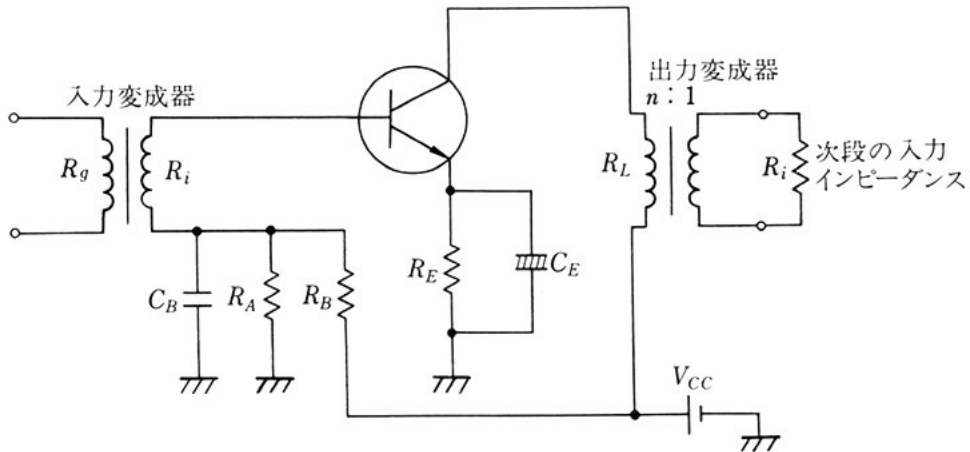



図 2-49 変成器結合増幅回路

変成器結合は，変成器を用いているため負荷に直流電流が流れない。したがって，電源電圧を有効に利用できるので，低い電源電圧で大きい出力電力や電力利得を得ることができる。

10 (1) 電力利得

変成器の二次側に次段の入力インピーダンス R_i が接続されているとき，一次側からみた負荷インピーダンス R_L は，変成器の巻数比を $n:1$ とすると，

$$R_L = n^2 R_i \qquad (2-33)$$

15 となる。したがって，巻数比 n を適当に選ぶことによって負荷 R_L の値をトランジスタの出力インピーダンス $1/h_{oe}$ と等しくすることができる。これを，**インピーダンス整合をとる**という。

インピーダンス整合時の最大電力利得は，次の式で求められる。

$$G_{pm}=10\log_{10}\frac{h_{fe}{}^2}{4h_{ie}h_{oe}}\ \text{〔dB〕} \qquad (2\text{-}34)$$

たとえば，$h_{fe}=100$，$h_{ie}=2$〔kΩ〕，$h_{oe}=20$〔μS〕とすると，$G_{pm}=10\log_{10}6.25\times10^4 \fallingdotseq 48$〔dB〕となる。

実際の回路では，インピーダンスが多少不整合であっても，電力利得はあまり変わらないため，それほど厳密にインピーダンス整合をとる必要はない。

(2) 動　特　性

変成器結合増幅回路の直流負荷は，エミッタ抵抗 R_E と出力変成器一次側の巻線のもつ直流抵抗 R_W の和で，交流負荷は出力変成器の一次側からみたインピーダンス R_L である。

したがって，動特性は図2-50に示すように，動作点Pがほぼ電源電圧 V_{CC} の垂線上にあって，出力電圧はおよそ0から $2V_{CC}$ の範囲で変化する。このように出力電圧が電源電圧 V_{CC} より高くなるのは，コレクタ電流が減少するとき，出力変成器の一次コイルに逆起電力を生ずるためである。

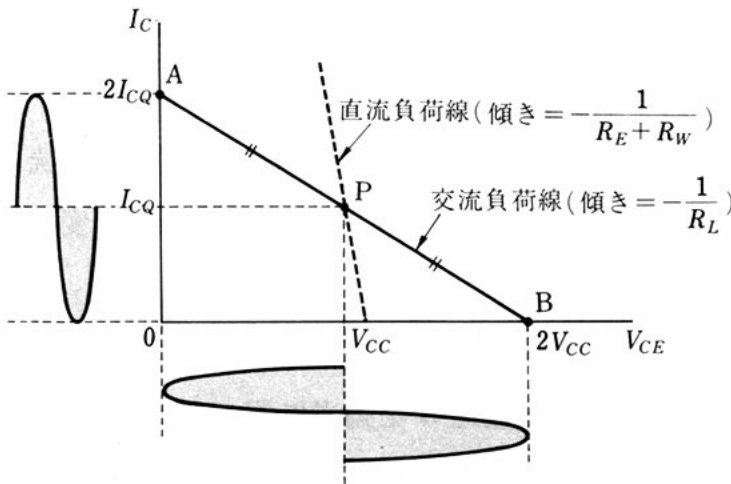



図2-50 動　特　性

(3) 周波数特性

変成器結合増幅回路では，周波数が低くなると変成器のインピーダンスが低下するため利得が下がる。また，周波数が高くなると変成器の巻線間の分布容量[①]などによって高域特性がわるくなる。

このため，*CR* 結合増幅回路に比べて変成器結合増幅回路の周波数特性は，図2-51に示すように帯域幅がせまくなる。

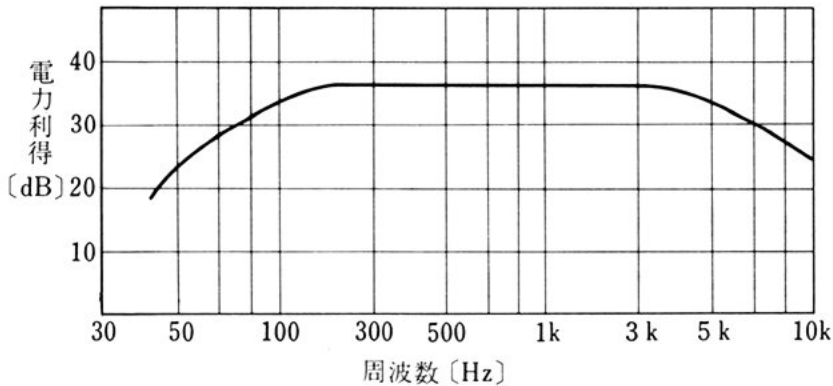



図 2-51　周波数特性の一例

表2-3に低周波変成器の規格例を示す。

表 2-3　低周波変成器の規格例

種類	インピーダンス		直流抵抗		巻数比
	一次側	二次側	一次側	二次側	
T-1	100〔kΩ〕	1〔kΩ〕	1270〔Ω〕	45〔Ω〕	10：1
T-2	20	1	670	78	4.5：1
T-3	10	1	470	78	3.1：1
T-4	8	2	390	120	2：1
T-5	4	2	250	160	1.4：1
T-6	2	2	300	170	1：1
T-7	1	2	57	160	0.7：1

注. 通常，低周波変成器の表示には，巻数比よりもインピーダンス比が使われている。

問 9. 変成器結合増幅回路では，コレクタ電圧が電源電圧より高くなるのは，どのようなときか。

---

① コイルの分布容量については第7章で学ぶ。

4.　負帰還増幅回路

増幅回路の内部では，波形のひずみや雑音が発生したり，温度によって利得が変化するなど，その特性は不完全である。そこで，この不完全なところを改善するために負帰還が使われる。負帰還を使った増幅回路を**負帰還増幅回路**といい，実用上よく使われる重要な回路である。

1.　負帰還の原理

増幅回路の出力信号の一部を入力側にもどすことを**帰還**（feedback）といい，帰還した信号が入力信号と同相の場合を**正帰還**，逆相の場合を**負帰還**という。正帰還は発振回路（第3章で学ぶ）で用いられるが，動作が不安定となるため増幅回路にはあまり使われない。

図2-52は，負帰還増幅回路の原理図である。帰還電圧 v_f と出力電圧 v_o との比を**帰還率**といい，β であらわす。すなわち，

$$\beta=\frac{v_f}{v_o}$$

である。したがって，帰還電圧 v_f は $v_f=\beta v_o$ となる。

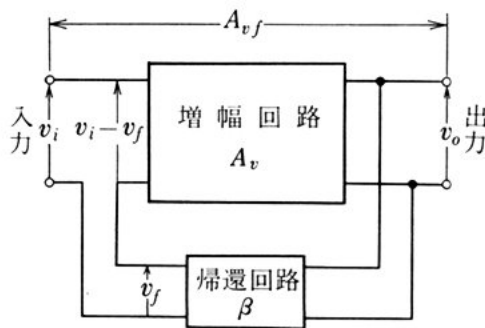



図2-52 負帰還の原理図

(1) 負帰還の電圧増幅度

負帰還をかけないときの増幅回路の電圧増幅度を A_v, 入力電圧を v_i とすると，出力電圧 v_o は，次のようになる。

$$v_o = A_v v_i$$

5 次に，出力電圧の β 倍の電圧 v_f を入力側に負帰還した場合は，増幅回路の入力電圧は図 2-52 のように $v_i - v_f$ になるから，次の式が成り立つ。

$$v_o = A_v(v_i - v_f) = A_v(v_i - \beta v_o)$$

したがって，負帰還時の電圧増幅度を A_{vf} とすれば，

10
$$A_{vf} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{A_v}{1 + A_v\beta} \qquad (2-35)$$

となる。式 (2-35) は負帰還時の電圧増幅度をあらわす基本式で，$A_v\beta$ を**ループゲイン**という。$1 + A_v\beta$ を**帰還量** (F) といい，ふつう次のようにデシベルであらわす。

$$F = 20\log_{10}(1 + A_v\beta) \text{〔dB〕} \qquad (2-36)$$

15 <例題 9>

$A_v = 1000$ の増幅回路に，$\beta = 0.02$ の負帰還をかけたときの電圧増幅度 A_{vf} と，帰還量 F とを求めよ。

解 式 (2-35) から，

$$A_{vf} = \frac{1000}{(1 + 1000 \times 0.02)} \fallingdotseq 48$$

20 式 (2-36) から，

$$F = 20\log_{10}(1 + 1000 \times 0.02) \fallingdotseq 26 \text{〔dB〕}$$

問 10. 例題 9 で増幅回路の増幅度 A_v が 10〔%〕低下したとき，全体の増幅度 A_{vf} は何〔%〕変動するか。

（2）　負帰還の特徴と種類

負帰還増幅回路のループゲインを大きくしていくと，$A_v\beta \gg 1$ となるから，

$$A_{vf}=\frac{A_v}{1+A_v\beta}\fallingdotseq\frac{A_v}{A_v\beta}=\frac{1}{\beta} \qquad (2-37)$$

となって，A_{vf} は β のみで決まり，A_v には無関係になる。

したがって，もし帰還回路の特性がすぐれていれば，全体の利得は，帰還回路の特性で決定されるため，増幅回路の不完全さはあらわれず，すぐれた回路が得られる。

たとえば，帰還回路に抵抗のような，周波数特性をもたない素子を用いると，A_{vf} の周波数特性を図2-53のように改善する（帯域幅を広げる）ことができる。

そのほか負帰還の特徴をまとめると，次のようになる。

① 温度や電源電圧の変動などによる増幅回路の利得の変化に対して安定になる。

② 増幅回路内部のひずみ・雑音を減少できる。

③ 帯域幅を広げられる。ただし，利得は低下する（図2-53)。

④ 入力インピーダンスや出力インピーダンスが変わる。

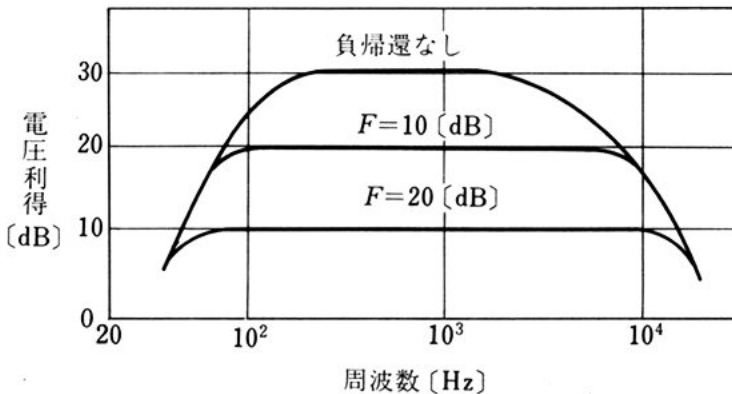



図 2-53　負帰還による周波数特性改善例

負帰還の方式は，出力側から帰還電圧を直列に取り出すか並列に取り出すか，また，それを入力側に直列に加えるか並列に加えるかによって，図 2-54 の原理図に示すように，4 通りある。

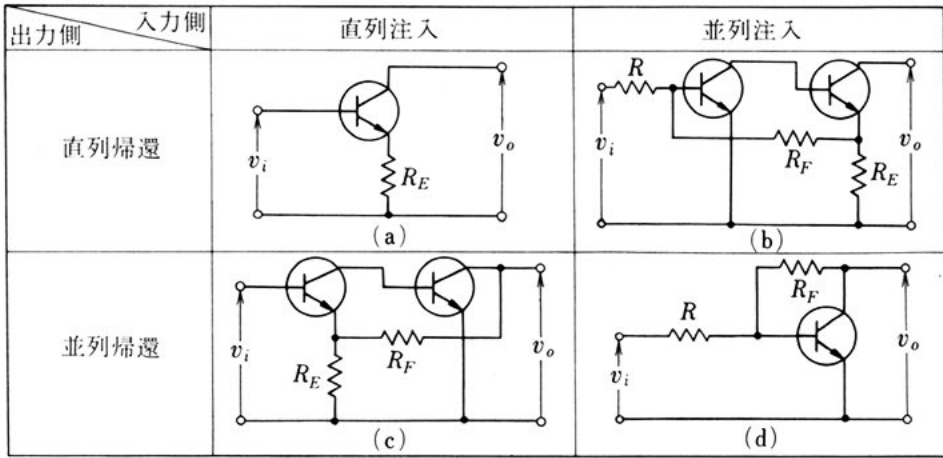



図 2-54 負帰還の方式

2. 直列帰還回路

図 2-55 のように，エミッタに帰還用の抵抗 R_E を入れ，出力電流に比例した電圧 v_f を入力側に帰還するようにしたものを**直列帰還回路**または**電流帰還回路**といい，図 2-54 (a) にあたる。

いま，帰還がない場合の電圧増幅度を A_v とすると，

$$A_v = \frac{h_{fe}}{h_{ie}} R_L \qquad (2-38)$$

となる。帰還があると，帰還率 β は，

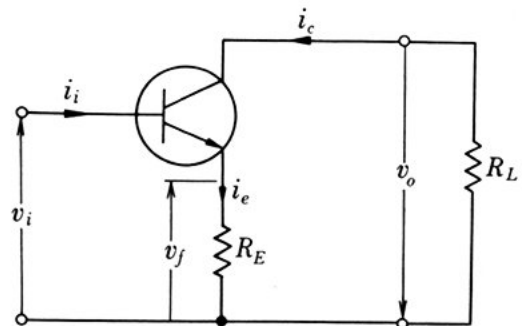



図 2-55 直列帰還回路

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{i_e R_E}{i_c R_L} \fallingdotseq \frac{R_E}{R_L}$$

となるから，帰還時の電圧増幅度 A_{vf} は次のようになる。

$$A_{vf}=\frac{A_v}{1+A_v\beta}=\frac{h_{fe}R_L}{h_{ie}+h_{fe}R_E} \qquad (2-39)$$

式 (2-38) と式 (2-39) を比較してみると，式 (2-38) の h_{ie} が式 (2-39) では $h_{ie}+h_{fe}R_E$ になっていることがわかる。したがって，図 2-55 の入力インピーダンスを R_i とすれば，

$$R_i=h_{ie}+h_{fe}R_E \qquad (2-40)$$

であると考えられる。すなわち，帰還によって入力インピーダンスが R_E の h_{fe} 倍だけ増加したことになる。

式 (2-40) を書き直すと，次のようになる。

$$R_i=h_{ie}\left(1+\frac{h_{fe}R_L}{h_{ie}}\cdot\frac{R_E}{R_L}\right)=h_{ie}(1+A_v\beta)$$

すなわち，直列帰還では入力インピーダンスは，帰還のない場合の $(1+A_v\beta)$ 倍となることがわかる。したがって，この回路は高入力インピーダンス回路として適している。

もし，$A_v\beta\gg1$ であれば，式 (2-38) から，

$$A_{vf}\fallingdotseq\frac{1}{\beta}=\frac{R_L}{R_E} \qquad (2-41)$$

となり，電圧増幅度は，R_L と R_E の比だけで決まる。

<例題 10>

図 2-56 の CR 結合増幅回路で，C_E を取り除いた場合の電圧増幅度と入力インピーダンスを求めよ。ただし，$h_{ie}=2$〔kΩ〕，$h_{fe}=100$ とする。

解　R_C と R_i' の並列合成抵抗を R_L とすれば，式 (2-39) から，

$$A_{vf}=\frac{h_{fe}}{h_{ie}+h_{fe}R_E}\left(\frac{R_CR_i'}{R_C+R_i'}\right)$$

$$=\frac{100}{2+100\times1}\left(\frac{5\times2}{5+2}\right)\fallingdotseq1.4$$

ベースからみた入力インピーダンス R_i は式（2-40）から,

$$R_i=h_{ie}+h_{fe}R_E=2+100\times1=102\,〔\mathrm{k\Omega}〕$$

となる。ただし，入力端子からみた入力インピーダンス R_{if} は，R_A と R_B が並列にはいってくるので，次のようになる。

$$R_{if}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_A}+\dfrac{1}{R_B}+\dfrac{1}{R_i}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{10}+\dfrac{1}{60}+\dfrac{1}{102}}〔\Omega〕\fallingdotseq7.9\,〔\mathrm{k\Omega}〕$$

別解　A_{vf} は式（2-41）から，近似的に求めることができる。

$$A_{vf}\fallingdotseq\frac{R_L}{R_E}=\frac{1.4}{1}=1.4$$

（a）CR結合増幅回路　　（b）等価回路

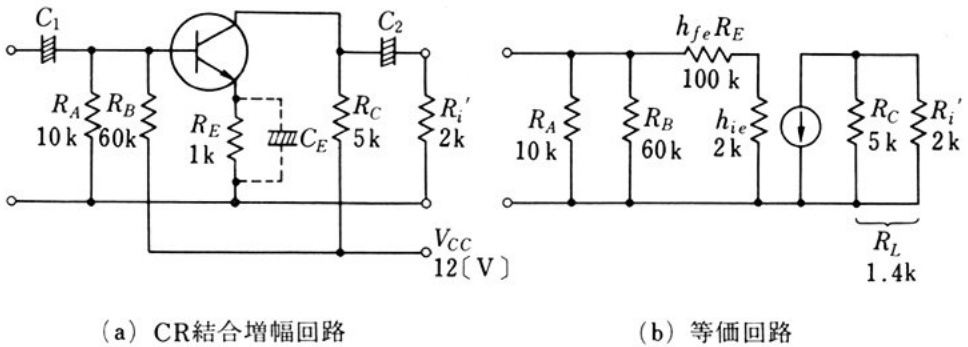



図 2-56　直列帰還回路の例

3. 並列帰還回路

図2-57のように，R_F を通して出力電圧の一部を入力側に帰還する回路を，**並列帰還回路**または**電圧帰還回路**という。

（a）　　（b）

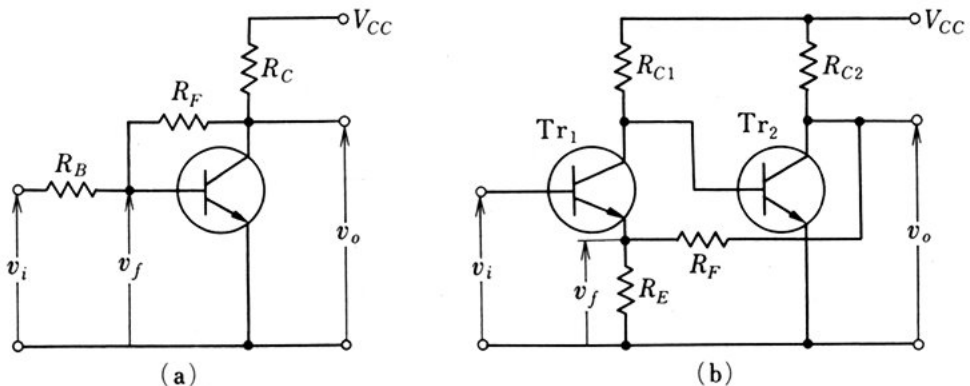



図 2-57　並列帰還回路

図2－57(a)の1段増幅の回路（図2－54(d)にあたる）では，じゅうぶん大きな利得が得られなかったり，負帰還により入力インピーダンスが低下するなどの欠点があるので，ふつうは図(b)の2段増幅回路で並列帰還を行う（図2－54(c)にあたる）。

図(b)の回路では，2段目の出力電圧 v_o が，R_F を通して1段目のエミッタ側に帰還される。ふつう，R_F は R_E, R_{C2} に比べてじゅうぶん大きな値である。この場合，帰還率 β は，次のようになる。

$$\beta=\frac{R_E}{R_E+R_F}\fallingdotseq\frac{R_E}{R_F} \qquad (2-42)$$

R_F がないときの1段目と2段目の電圧増幅度を A_{v1}, A_{v2} とすると，R_F をつなぎ負帰還をかけたときの電圧増幅度 A_{vf} は，次のようになる。

$$A_{vf}=\frac{A_{v1}\cdot A_{v2}}{1+A_{v1}\cdot A_{v2}\cdot\beta} \qquad (2-43)$$

一般に，$A_{v1}\cdot A_{v2}$ はひじょうに大きく，$A_{v1}\cdot A_{v2}\cdot\beta\gg1$ となるから，

$$A_{vf}\fallingdotseq\frac{1}{\beta}\fallingdotseq\frac{R_F}{R_E} \qquad (2-44)$$

とみなしても，実用上さしつかえない。

（1）　並列帰還回路例

図2－58は，2段 CR 結合増幅回路に負帰還をかけた例である。この回路の全体の電圧増幅度と入力インピーダンスを求めてみよう。ただし，トランジスタの特性は，表2－4とする。

表 2－4

特　　性	量	Tr_1	Tr_2
動作点の概略値	V_{CE}	4〔V〕	4〔V〕
	I_C	300〔μA〕	1〔mA〕
h パラメータ	h_{fe}	480	280
	h_{ie}	32〔kΩ〕	9〔kΩ〕

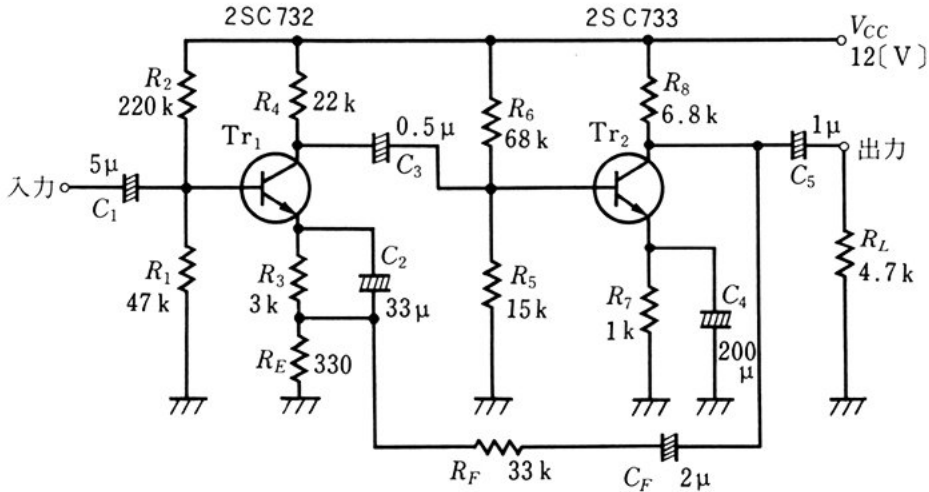



図 2-58　負帰還をかけた2段 *CR* 結合増幅回路例

(a)　R_F で負帰還をかけないときの電圧増幅度　Tr_1 の負荷抵抗 R_{L1} は，次のようになる。

$$R_{L1}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_4}+\dfrac{1}{R_5}+\dfrac{1}{R_6}+\dfrac{1}{h_{ie2}}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{22}+\dfrac{1}{15}+\dfrac{1}{68}+\dfrac{1}{9}}〔\Omega〕\fallingdotseq 4.2〔\mathrm{k}\Omega〕$$

R_F がないとき，Tr_1 は109ページの図 2-55 と同じ直列帰還となっているから，1段目の増幅度 A_{v1} は，式 (2-39) から，

$$A_{v1}=\frac{h_{fe1}R_{L1}}{h_{ie1}+h_{fe1}R_E}=\frac{480\times 4.2}{32+480\times 0.33}\fallingdotseq 10.6$$

となり，Tr_2 の負荷抵抗 R_{L2} は，

$$R_{L2}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_8}+\dfrac{1}{R_L}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{6.8}+\dfrac{1}{4.7}}〔\Omega〕\fallingdotseq 2.8〔\mathrm{k}\Omega〕$$

となる。したがって，2段目の電圧増幅度 A_{v2} は，式 (2-38) から，

$$A_{v2}=\frac{h_{fe2}R_{L2}}{h_{ie2}}=\frac{280\times 2.8}{9}\fallingdotseq 87$$

となり，全体の電圧増幅度 A_v は，次のようになる。

$$A_v=A_{v1}\cdot A_{v2}=10.6\times 87\fallingdotseq 920 \qquad (59〔\mathrm{dB}〕)$$

(b)　**R_F で負帰還をかけたときの電圧増幅度**　　式 (2-42) から，

$$\beta=\frac{R_E}{R_F}=\frac{0.33}{33}=0.01$$

となる。したがって，R_F をつないだときの電圧増幅度 A_{vf} は，次のようになる。

$$A_{vf}=\frac{A_v}{1+A_v\beta}=\frac{920}{1+920\times0.01}\fallingdotseq90.2 \qquad (39\ [\mathrm{dB}])$$

5

(c)　**入力インピーダンス**　　図 2-58 の回路は，1段目に R_E によって電流帰還がかかり，さらに R_F を通して二重の帰還がかかっている。したがって，トランジスタのベースからみた入力インピーダンス R_i は，

$$R_i=(1+A_v\beta)(h_{ie1}+h_{fe1}R_E)$$

10

$$=(1+920\times0.01)(32+480\times0.33)\fallingdotseq1\,940\ [\mathrm{k\Omega}]$$

となる。入力端子からみた入力インピーダンス R_{if} は，R_1, R_2 が並列にはいるから，次のようになる。

$$R_{if}=\frac{1}{\dfrac{1}{R_1}+\dfrac{1}{R_2}+\dfrac{1}{R_i}}=\frac{10^3}{\dfrac{1}{47}+\dfrac{1}{220}+\dfrac{1}{1\,940}}\ [\Omega]\fallingdotseq38\ [\mathrm{k\Omega}]$$

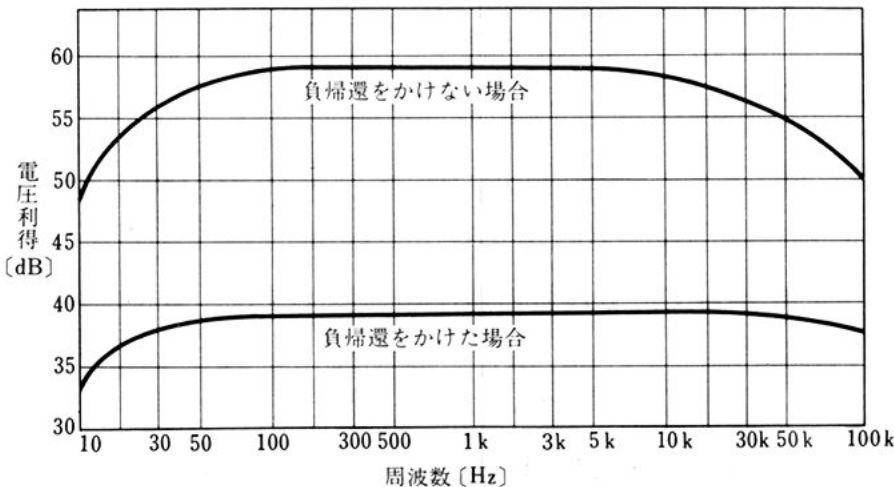



図 2-59　周波数特性例

図2-59は，図2-58の回路の周波数特性の実測例である。この図から，負帰還をかけない場合の周波数帯域はほぼ40〔Hz〕～30〔kHz〕であるが，負帰還をかけた場合は20〔Hz〕～100〔kHz〕以上に改善されていることがわかる。

5　**（2）　2段直結増幅回路に負帰還をかけた例**

図2-60(a)は，2段直結増幅回路に負帰還をかけた例である。この回路は，図2-58と同様に，出力からZ_Fを通して1段目のエミッタに負帰還（図2-54(c)にあたる）がかけられている。また，Tr_2のエミッタからTr_1のベースへ，150〔kΩ〕の抵抗が接続されて

10　いるが，これは直流分に対する負帰還回路（図2-54(b)にあたる）である。この直流分に対する負帰還により，回路のバイアスが安定化されている。交流信号に対しては，Tr_2のエミッタはバイパスコンデンサ100〔μF〕で接地されるため，150〔kΩ〕は負帰還回路とはならず，Z_Fだけが交流信号に対して負帰還回路となる。

15　Z_Fとして図(b)の回路を用いると，後で学ぶ（151ページ参照）ように，利得に周波数変化をもたせることができる。

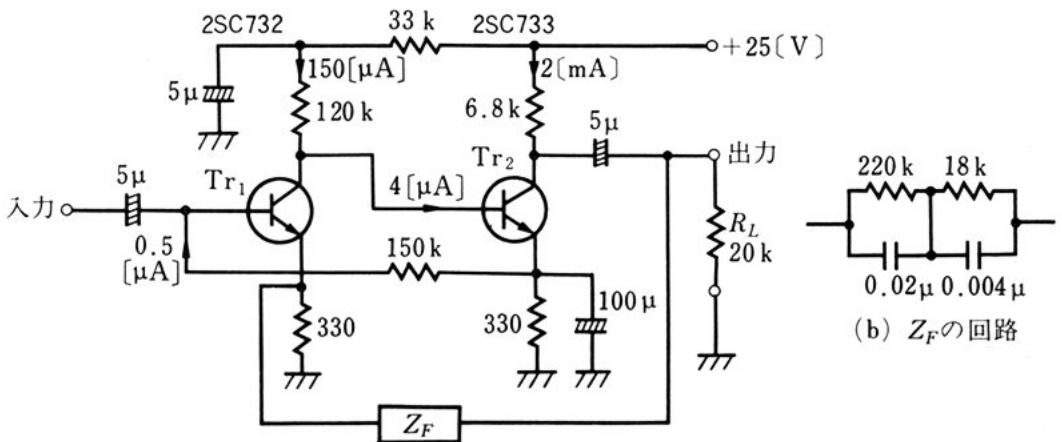
（a）回　路

（b）Z_Fの回路

図 2-60　負帰還をかけた2段直結増幅回路例

5. 電力増幅回路

電力増幅回路は，小信号増幅回路に比べて，取り扱う信号が大きいため，いままで学んだような交流の等価回路を用いることができない。このため，主として特性曲線上の作図によって特性を求めている。ここでは，A級電力増幅回路とB級プッシュプル電力増幅回路を中心にして，電力増幅回路の動作を調べてみよう。

1. 電力増幅回路の基礎

トランジスタ増幅回路は，本質的にはすべて電力増幅回路であるが，ここでは最終目的の負荷に大きな信号電力を供給する回路を，とくに**電力増幅回路**とよぶことにする。

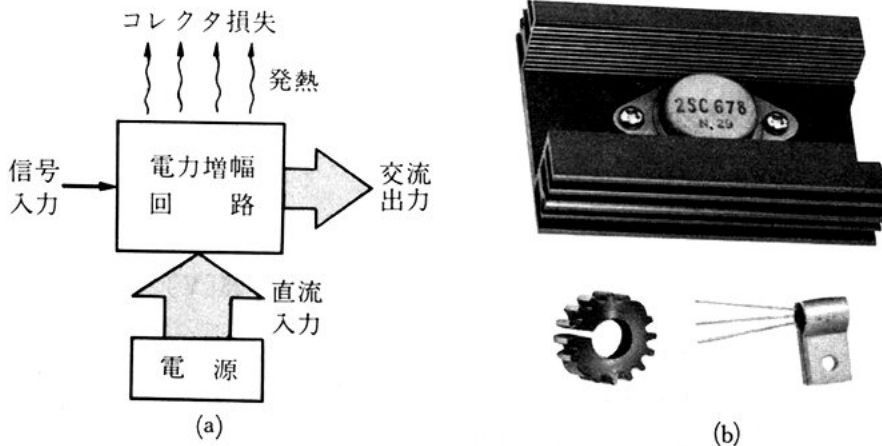



図 2-61　トランジスタの発熱と放熱板の例

大信号を取り扱う電力増幅回路では，大きなコレクタ電流が流れるので，図2-61(a)のようにトランジスタ内部での発熱が問題となる。この発熱は，コレクタ・エミッタ間電圧 V_{CE} とコレクタ電流 I_C との積，すなわち第1章で学んだ**コレクタ損失**で決まり，

$$P_C = V_{CE} I_C \qquad (2-45)$$

で与えられる。この値がトランジスタの最大コレクタ損失 $P_{C\max}$ をこえると，発熱のためトランジスタが破壊されることがある。このため，図(b)のような放熱板をとりつける。

電力増幅用トランジスタの動作範囲は，図2-62(a)のように最大コレクタ電圧 $V_{CE\max}$，最大コレクタ電流 $I_{C\max}$ の両直線と，最大コレクタ損失 $P_{C\max}$ の曲線で囲まれた領域内に限られる。

なお，最大コレクタ損失は，放熱板の有無や周囲温度によって図(b)のように変化するから，実際に使用するトランジスタに許されるコレクタ損失 P_C（許容コレクタ損失）は，最大定格 $P_{C\max}$ より小さくなることに注意しなければならない。

電力増幅回路では，バイアスの変化がおきやすいので，とくにバイアスの安定化が必要である。このため，ダイオードによる温度補償が一般に行われている（90，127ページ参照）。

また，電力増幅回路は，大信号を取り扱うため動作範囲が広くなり，小信号増幅のときのように，h パラメータを使って計算できないので，図上で求める方法が行われている。

(a)　(b) T_a-P_C特性例

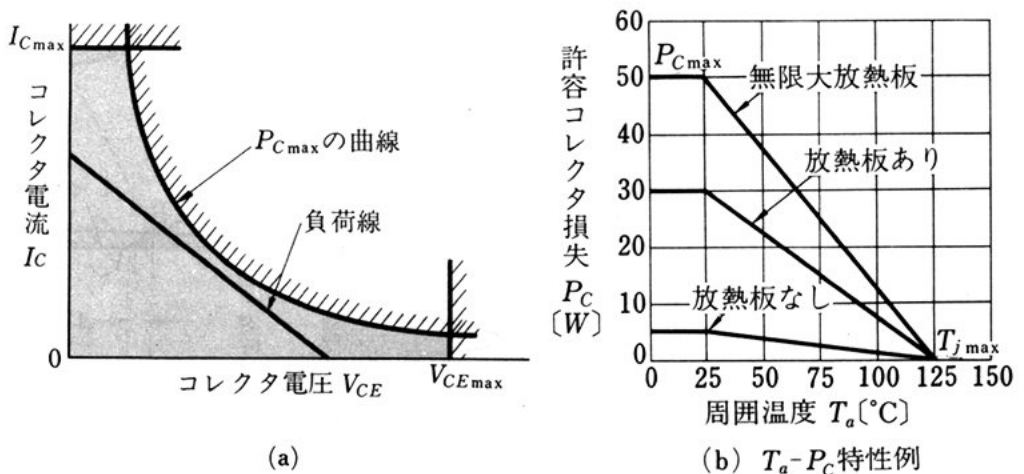



図 2-62　電力増幅用トランジスタの動作範囲と許容コレクタ損失

2.　A 級電力増幅回路

A 級電力増幅回路は，回路が比較的簡単でひずみが少ないため，主として小出力の電力増幅回路として用いられる。

図 2-63 は，A 級電力増幅回路の基本回路で，負荷との結合には出力変成器が使われる。一般に，出力変成器の巻線抵抗はひじょうに小さいので，トランジスタの直流負荷はほとんど 0 とみなされ，コレクタ・エミッタ間には電源電圧 V_{CC} がそのままかかると考えてよい。また，交流的には出力変成器の二次側の負荷 R_S が n^2 倍されて一次側にあらわれるので，一次側からみた交流負荷 R_L は，次のようになる。

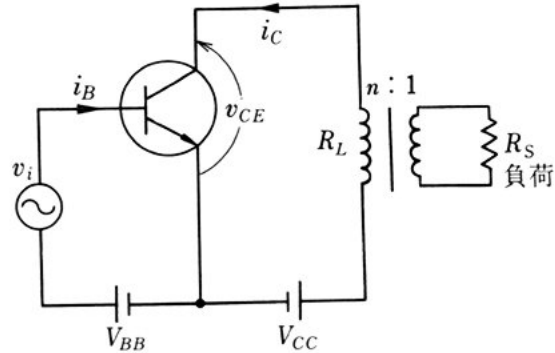



図 2-63　A 級電力増幅基本回路

$$R_L = n^2 R_S$$

電源電圧が一定なら負荷抵抗を小さくすれば出力電流の振幅は大きくできる

出力電流

飽和領域

入力電流

しゃ断領域

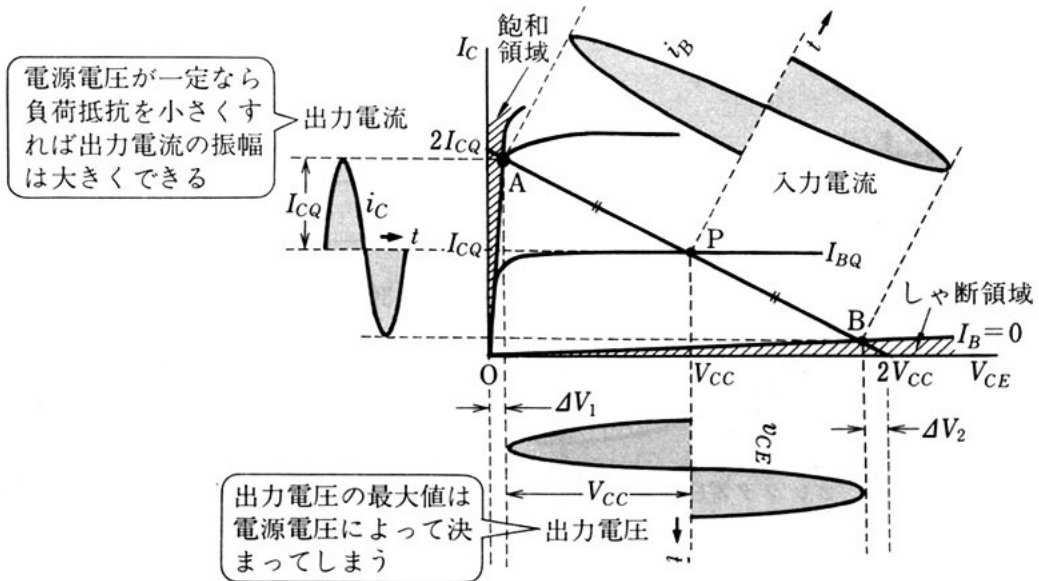
出力電圧の最大値は電源電圧によって決まってしまう

出力電圧

図 2-64　A 級電力増幅回路の動特性

動　特　性

電源電圧 V_{CC} と交流負荷 R_L が与えられたときの A 級電力増幅回路の動特性は，図 2 - 64 のようになる。動作点 P を交流負荷線の中央にくるようにバイアスを設定すれば，最大出力電圧が得られる。$\varDelta V_1$, $\varDelta V_2$ の領域①では，トランジスタが動作しないが，$\varDelta V_1$, $\varDelta V_2$ は小さいので無視でき，コレクタ電流 I_{CQ} は負荷線の傾きから，

$$I_{CQ}=\frac{V_{CC}}{R_L}$$

となる。次に，信号が正弦波の場合の，最大出力電力・電源効率・コレクタ損失を求めてみよう。

(a)　**最大出力電力**　　図 2 - 64 から，出力電圧の最大値は V_{CC}，出力電流の最大値は I_{CQ} となるので，これを実効値に直して最大出力電力 P_{om} を求めると，

$$P_{om}=\frac{V_{CC}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{CQ}}{\sqrt{2}}=\frac{1}{2}V_{CC}I_{CQ}$$

となる。交流負荷線の傾きから，$R_L=V_{CC}/I_{CQ}$ であるから，交流負荷 R_L と最大出力電力 P_{om} との関係は次のようになる。

$$P_{om}=\frac{1}{2}V_{CC}I_{CQ}=\frac{V_{CC}{}^2}{2R_L} \qquad (2-46)$$

式 (2 - 46) からわかるように，最大出力電力を大きくするためには，電源電圧 V_{CC} が一定のときは，交流負荷 R_L すなわち，出力変成器の一次側からみたインピーダンスは，小さなものを使用する必要がある。

(b)　**電源効率**　　負荷から取り出せる出力電力と，電源から供給

---

① これらの領域を，図 2 - 64 に示すように，トランジスタの飽和領域，しゃ断領域という。

される直流電力との比を電源効率という。A級電力増幅の場合，電源が供給するコレクタ電流の平均値は，図2-65に示すように，信号の大小に無関係に一定で，I_{CQ} となる。したがって，電源が供給する平均電力 P_{DC} は，

$$P_{DC}=V_{CC}I_{CQ}$$

となる。また，A級電力増幅回路の電源効率は，最大出力時に最大となる。このときの電源効率 η_m は，

$$\eta_m=\frac{P_{om}}{P_{DC}}=\frac{\frac{1}{2}V_{CC}I_{CQ}}{V_{CC}I_{CQ}}=\frac{1}{2}=0.5 \qquad (2-47)$$

となり，50〔%〕になる。しかし，実際には，回路の損失のため30～40〔%〕程度にしかならない。

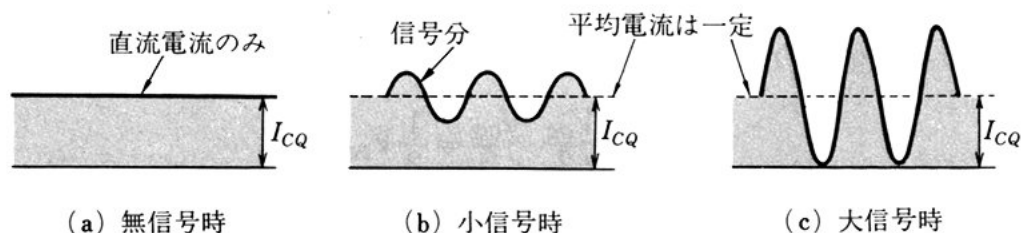



図 2-65　コレクタ電流の平均値は一定

(c)　**コレクタ損失**　電源の平均電力 P_{DC} と交流出力電力 P_o との差は，すべてコレクタ損失 P_C となり，

$$P_C=P_{DC}-P_o$$

とあらわされる。P_C は $P_o=0$ のとき，すなわち無信号時に最大となる。したがって，コレクタ損失の最大値 P_{Cm} は式(2-46)から，

$$P_{Cm}=P_{DC}=V_{CC}I_{CQ}=2P_{om} \qquad (2-48)$$

となって，最大出力電力の2倍がコレクタ損失の最大値になる。

最大出力電力，電源効率，コレクタ損失などを電力増幅回路の**動作量**という。

問 11. A級電力増幅回路で，負荷 R_L が一定のとき，電源電圧を2倍にしたら，最大出力電力は何倍になるか。

問 12. A級電力増幅回路では，入力信号のあるときとないときで，どちらがコレクタ損失が大きくなるか。

<例題 11>

図2-66のA級電力増幅回路の動作量を求めよ。

解 理想状態の場合について動作量を求めると，次のようになる。

最大出力電力　$P_{om}=\dfrac{V_{CC}^2}{2R_L}=\dfrac{12^2}{2\times600}$〔W〕=120〔mW〕

コレクタ電流の平均値　$I_{CQ}=\dfrac{V_{CC}}{R_L}=\dfrac{12}{600}$〔A〕=20〔mA〕

電源の平均電力　$P_{DC}=V_{CC}I_{CQ}=12\times20=240$〔mW〕

コレクタ損失（最大出力時）　$P_C=P_{DC}-P_{om}=240-120=120$〔mW〕

コレクタ損失（無信号時）　$P_C=P_{DC}=240$〔mW〕

電源効率（最大出力時）　$\eta_m=\dfrac{P_{om}}{P_{DC}}=\dfrac{120}{240}=0.5=50$〔%〕

注. 回路の損失を考えると，実際にはトランジスタの内部抵抗，エミッタ抵抗，出力変成器の巻線抵抗などによって損失を生じるので，実際の出力は理想出力の60～80〔%〕に低下する。

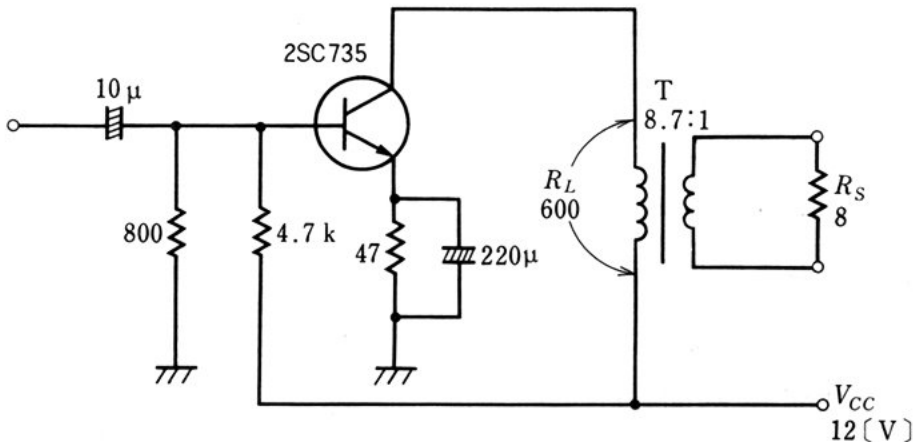



図 2-66　A級電力増幅回路例

3. B 級 PP 電力増幅回路

A 級増幅では，無信号時にも一定のコレクタ電流が流れるため直流の消費電力が大きく電源効率もわるい。これに対して，B 級増幅は信号のはいったときだけしかコレクタ電流が流れないため，電力のむだが少なく，電源効率のよい増幅を行うことができる。

しかし，B 級増幅の場合には，トランジスタ 1 個では正弦波の半周期しか出力が得られず，波形がひずんでしまうので，トランジスタをもう 1 個用いて，残りの半周期を増幅し，ひずみのない正弦波出力が得られるようにする。これを **B 級 PP**（プッシュプル）**増幅回路**という。

(1) 動 作 原 理

B 級 PP 電力増幅回路は，図 2-67 に示すように特性の同じ 2 個のトランジスタを上下対称形に組み合わせたもので，2 つのトランジスタが交互に半周期ずつ動作して，出力側で正弦波出力を合成している。

T_1 は，**入力変成器**といい，2 つのトランジスタの入力電圧の位相を逆にするための位相反転用である。入力電圧が図 (a) の極性の場合は，Tr_1 が

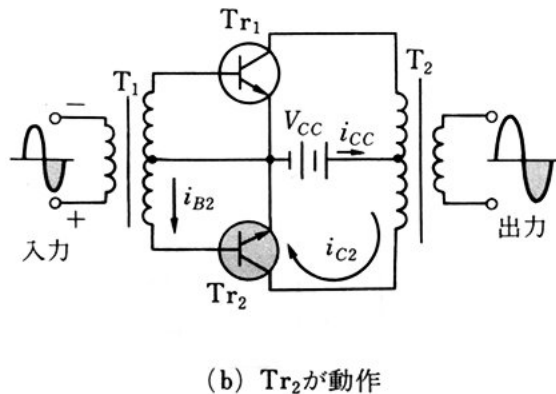
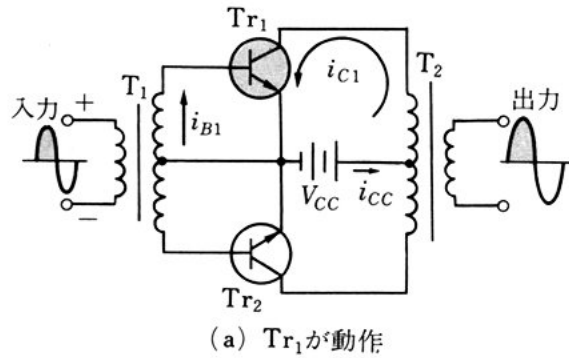
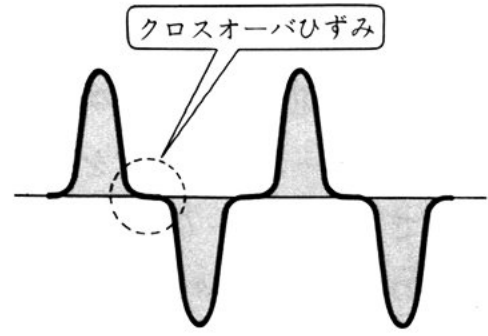
(a) Tr_1が動作

(b) Tr_2が動作

図 2-67 B 級 PP 電力増幅回路の動作原理

動作してコレクタ電流i_{C1}が流れ，図(b)の極性の場合はTr_2が動作してi_{C2}が流れる。T_2は2つのトランジスタの出力電流を合成して出力を取り出すためのもので，**出力変成器**という。

(2) クロスオーバひずみ

B級PP電力増幅では，バイアスは不要のようにみえるが，実際上はトランジスタのV_{BE}-I_C特性の立上り部分の非直線性によって，入力信号が正弦波であっても出力電流の波形は理想的な正弦波にはならず，図2-68(a)のようなひずみを生じる。これを**クロスオーバひずみ**といい，このひずみをとるには，図(b)のように，無信号時にも少しコレクタ電流が流れるようにわずかなバイアスを加え，少しA級に近づけておけばよい。

(a) バイアス0のとき

(b) バイアスをかけたとき

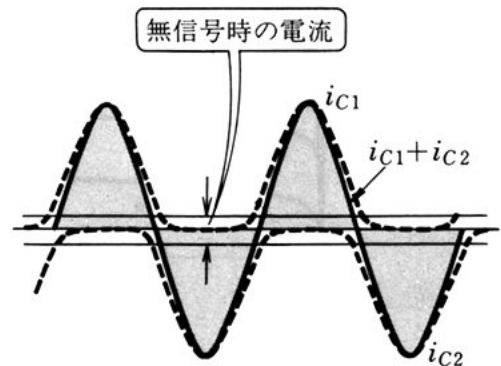



図 2-68 B級PP電力増幅の出力波形

(3) 出力変成器

B級PP電力増幅回路には，図2-69(a)のようにセンタタップ付きの出力変成器が使われている。この場合，出力変成器の両端からみたインピーダンスR_{CC}と，各トランジスタに対して動作する負荷抵抗R_Lとの間には，次の関係がある。

$$R_{CC}=4R_L \qquad (2-49)$$

出力変成器の一次側からみたインピーダンスは，ふつうR_{CC}の値で表示されており，図(b)はその一例である。

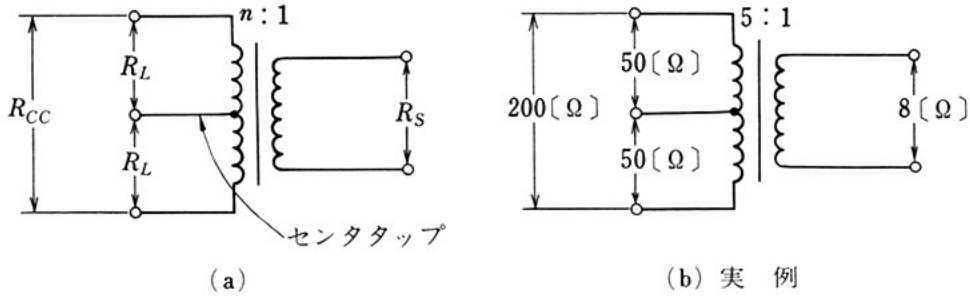



図 2-69 出力変成器

(4) 動 特 性

B級PP電力増幅回路の動作は，2つのトランジスタの V_{BE}-I_C 特性や V_{CE}-I_C 特性などを互いに逆向きに組み合わせて考えることができる。V_{CE}-I_C 特性を使って，動特性を求めてみよう。それぞれのトランジスタおよび回路の損失を無視すると，その動特性は図2-70のようになる。

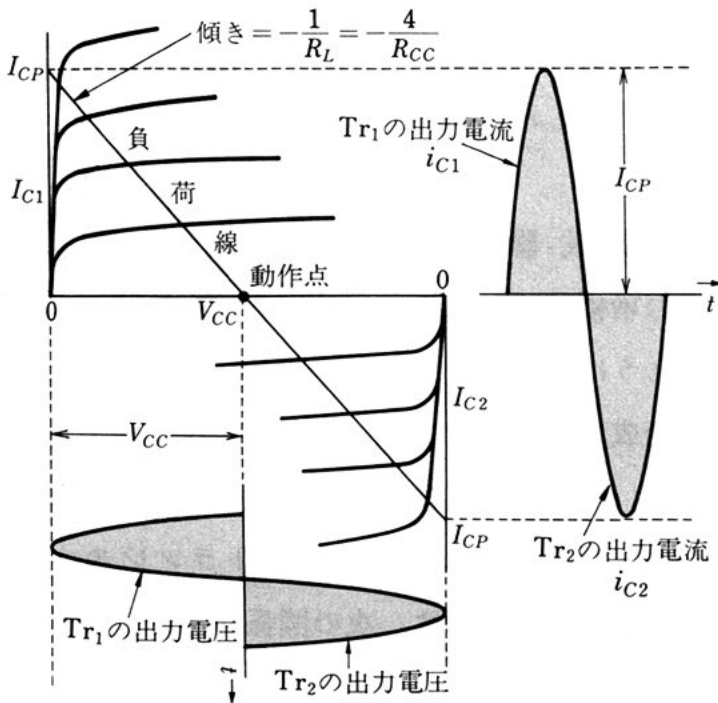



図 2-70 B級PP電力増幅回路の動特性

次に，信号が正弦波の場合の動作量を求めてみよう。

(a) **最大出力電力**　最大出力電力 P_{om} は，出力電圧の最大値 V_{CC} と，出力電流の最大値 I_{CP} とから，次のようになる。

$$P_{om}=\frac{V_{CC}}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{CP}}{\sqrt{2}}=\frac{V_{CC}I_{CP}}{2}=\frac{V_{CC}^2}{2R_L} \qquad (2-50)$$

ただし，$R_L=V_{CC}/I_{CP}$

5　ここで，R_L はそれぞれのトランジスタに対する負荷抵抗で，これを出力変成器の両コレクタ間のインピーダンス R_{CC} に換算すると，$R_{CC}=4R_L$ の関係から，

$$P_{om}=\frac{V_{CC}^2}{2R_L}=\frac{2V_{CC}^2}{R_{CC}} \qquad (2-51)$$

とあらわすことができる。

10　(b) **電源効率**　電源から供給される直流電力は，電源電圧と電源電流の平均値をかけたものである。電源には，i_{C1} と i_{C2} が流れるから，電源の電流 i_{CC} の波形は，図 2-71 のようになり，i_{CC} の平均値 I_{DC} は $\frac{2}{\pi}I_{CP}$ となる。したがって，電源の平均電力 P_{DC} は，次のようになる。

15
$$P_{DC}=V_{CC}\cdot I_{DC}=V_{CC}\cdot\frac{2}{\pi}I_{CP}=\frac{2}{\pi}V_{CC}I_{CP}$$

したがって，最大出力時の電源効率 η_m は，

$$\eta_m=\frac{P_{om}}{P_{DC}}=\frac{\frac{1}{2}V_{CC}I_{CP}}{\frac{2}{\pi}V_{CC}I_{CP}}=\frac{\pi}{4}\fallingdotseq 0.78 \qquad (2-52)$$

となり，理想状態では最大 78〔%〕になる。

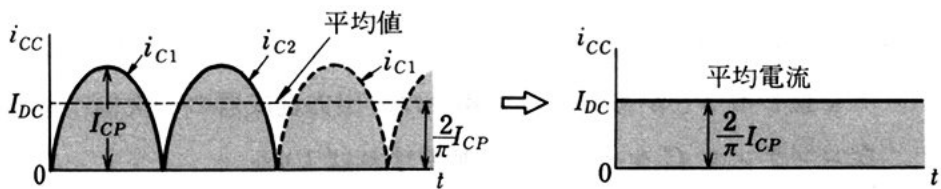



図 2-71　電源側に流れる出力電流

(c)　コレクタ損失　トランジスタ1個あたりのコレクタ損失 P_C は，負荷の出力電力を P_o とすると，次のようになる。

$$P_C=\frac{1}{2}(P_{DC}-P_o)=\frac{1}{2}P_o\left(\frac{P_{DC}}{P_o}-1\right)$$

したがって，最大出力時においては，$\dfrac{P_{om}}{P_{DC}}=\dfrac{\pi}{4}$ であるから，

$$P_C=\frac{1}{2}P_{om}\left(\frac{4}{\pi}-1\right)\fallingdotseq 0.14\,P_{om}$$

となる。しかし，コレクタ損失が最大となるのは，理論的な計算によると，出力電圧が最大出力電圧の $2/\pi$ 倍のときで，このときのコレクタ損失の最大値 P_{Cm} は，ほぼ次のようになる。

$$P_{Cm}\fallingdotseq 0.2\,P_{om} \qquad (2-53)$$

すなわち，最大出力電力の約20〔%〕が P_{Cm} となる。

<例題 12>

図2-72のB級PP電力増幅回路の動作量を求めよ。

解　理想状態の場合の動作は，図2-73のようになる。したがって，

最大出力電力　$P_{om}=\dfrac{2\,V_{CC}^2}{R_{CC}}=\dfrac{2\times 12^2}{200}=1.44$〔W〕

出力電流の最大値　$I_{CP}=\dfrac{V_{CC}}{R_L}=\dfrac{12}{50}$〔A〕$=240$〔mA〕

電源電流の平均値　$I_{DC}=\dfrac{2}{\pi}I_{CP}=\dfrac{2}{\pi}\times 240\fallingdotseq 153$〔mA〕

電源の平均電力　$P_{DC}=V_{CC}\cdot I_{DC}=12\times 0.153\fallingdotseq 1.84$〔W〕

電源効率（最大出力時）　$\eta_m=\dfrac{P_{om}}{P_{DC}}=\dfrac{1.44}{1.84}\fallingdotseq 0.78=78$〔%〕

コレクタ損失の最大値　$P_{Cm}=0.2\,P_{om}=0.2\times 1.44$〔W〕$=288$〔mW〕

注． 出力変成器の特性がわるいと，図2-74のように高域でピークを生じることがある。この場合は，出力変成器の一次側に適当なコンデンサ C をそう入して補償すればよい。

なお，ダイオードDは，バイアスの温度補償用である。

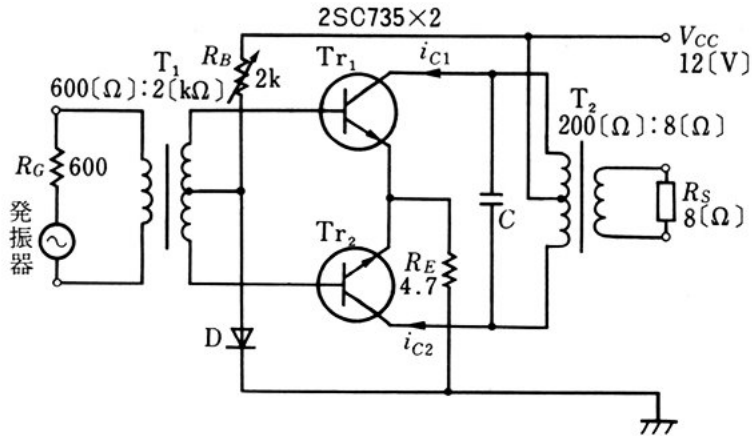



図 2-72　B 級 PP 電力増幅回路例

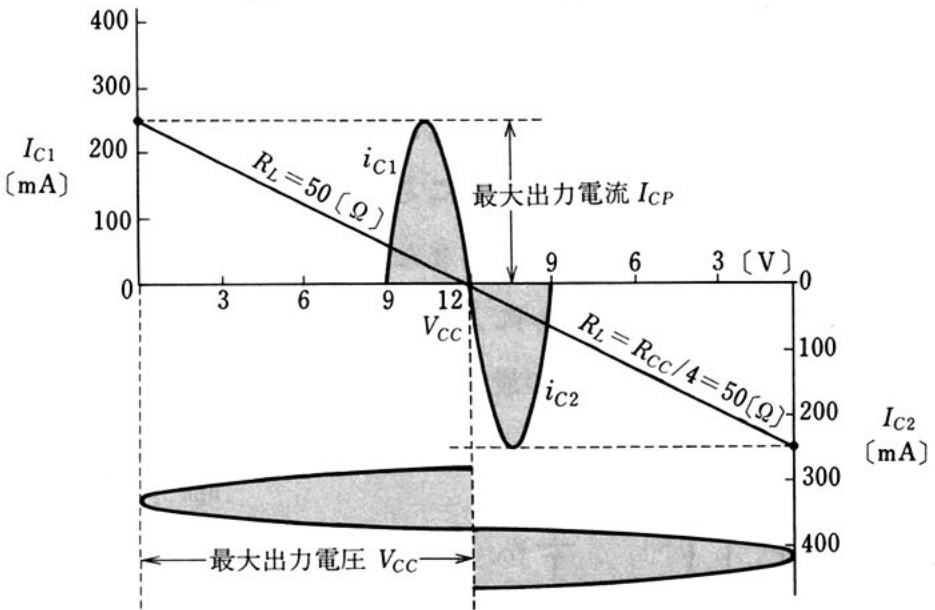



図 2-73　B 級 PP 電力増幅回路の動作例

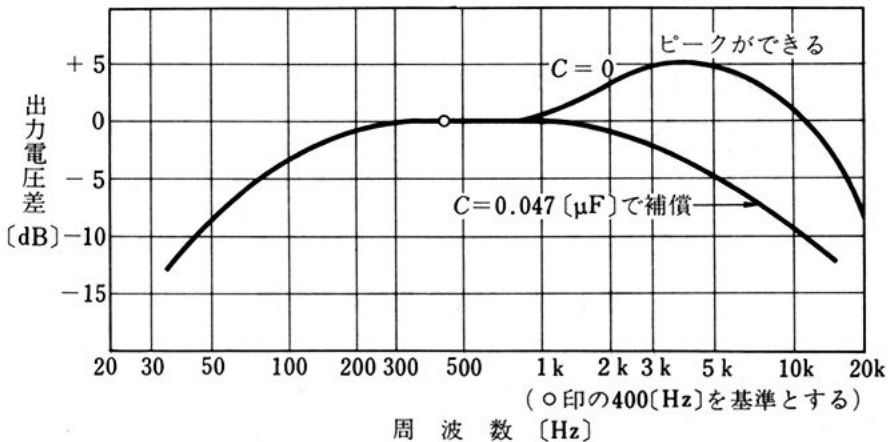



図 2-74　周 波 数 特 性 例

4. SEPP 回路

B級PP電力増幅回路では，出力変成器の特性がよくないため，ひずみや周波数特性の点で問題がある。そこで，出力変成器をなくして，負荷を直接駆動できるようにした回路が **OTL** (output transformerless) **回路** である。OTL回路の代表的例に **SEPP** (single-ended push-pull) **回路**[①]があり，現在最も多く用いられている。

図2-75は，SEPP回路の原理図で，図(a)は2電源方式，図(b)は1電源方式の例である。特性のそろったpnp形とnpn形のトランジスタを用いており，これを**相補形** (complementary) **接続**という。2つのトランジスタの極性が反対であるため，入力側を並列につなぐだけでプッシュプル動作を行うことができるので，位相反転のための入力変成器を使わずにすむ。また，エミッタ側のコンデンサ C には，i_{C1} による充電流と i_{C2} による放電流とが交互に流れる。

この回路のコレクタ電流の最大値 I_{CP} は，

(a) 2電源方式　　(b) 1電源方式

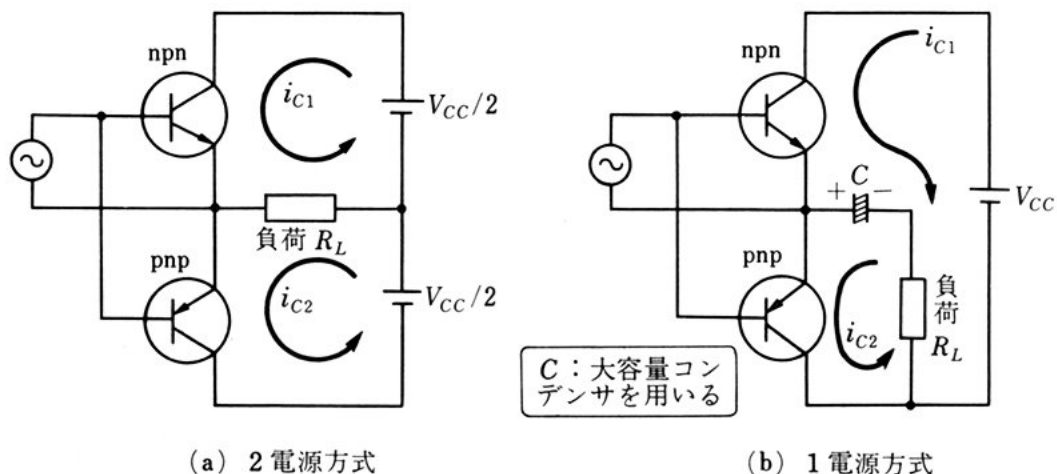



図 2-75　SEPP 回路の原理図

① この回路は，基準点（アース）に対して出力端子が1つであることからこの名がある。これに対しふつうのB級PP電力増幅回路はDEPP (double-ended push-pull) 回路ともいう。

$$I_{CP}=\frac{V_{CC}/2}{R_L}=\frac{V_{CC}}{2R_L}$$

である。また，出力電圧の最大値は $V_{CC}/2$ であるから，最大出力電力 P_{om} は次のようになる。

$$P_{om}=\frac{V_{CC}/2}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I_{CP}}{\sqrt{2}}=\frac{V_{CC}{}^2}{8R_L} \qquad (2-54)$$

＜例題 13＞

$R_L=8$〔Ω〕のスピーカを用いて，最大出力電力 10〔W〕の SEPP 回路を設計するとき，使用する電源電圧はいくら必要か。

解　式（2-54）から，V_{CC} を逆算して求めると，

$$V_{CC}=\sqrt{8P_{om}R_L}=\sqrt{8\times10\times8}\fallingdotseq25〔V〕$$

したがって，25〔V〕以上の電源を必要とする。

図 2-76 に，SEPP 回路の実用例を示す。この回路は出力段のひずみを少なくするため，出力から 1.5〔kΩ〕の抵抗を通して，入力のトランジスタのエミッタへ 16〔dB〕の負帰還がかけられている。

また，10〔kΩ〕の可変抵抗は，バイアス調整用で，出力段の無信号電流を 16〔mA〕に設定する。

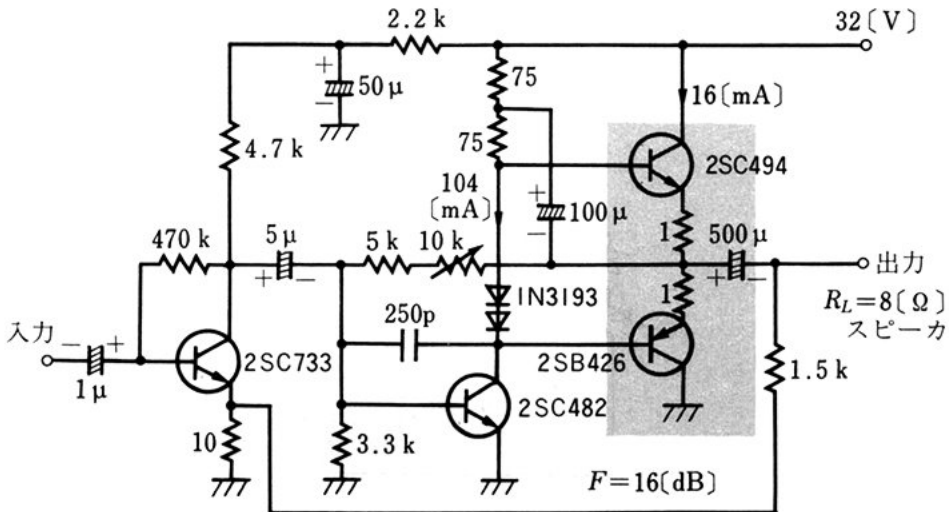



図 2-76　出力 12〔W〕SEPP 回路（1 電源方式）の実用例

6.　高周波増幅回路

これまでは，低周波増幅回路について学んだが，ここでは，ラジオの周波数を中心とした高周波増幅回路について学ぶ。

高周波増幅回路は，一般に，同調回路を用いて特定の周波数の範囲のみを増幅するので，同調増幅回路ともよばれる。

1.　高周波増幅の基礎

（1）　高周波増幅の帯域

ラジオで，ある放送，たとえば594〔kHz〕のA放送局の放送を聞きたい場合，図2-77に示すように，ラジオの同調つまみを回してダイヤルを594〔kHz〕にあわせる。すると，アンテナからはいってきた多くの周波数のうち，594〔kHz〕付近の電波の信号のみが増幅され，その放送の音声を聞くことができる。

このように，高周波増幅では，目的とするある周波数の付近だけを増幅することが多い。増幅をする帯域のせまい増幅回路を**狭帯域増幅回路**という。これに対して，広い周波数帯域にわたって増幅する回路は，**広帯域増幅回路**といい，テレビジョンなどに使われている。

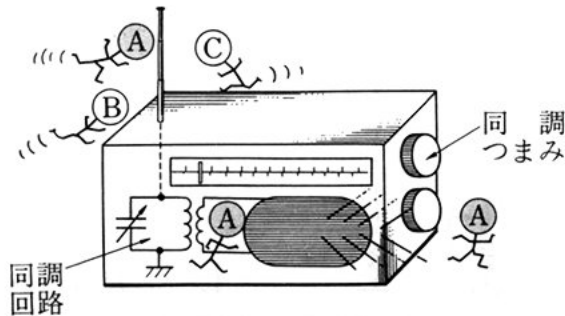



図 2-77　ラジオ放送の同調

(2) 高周波基本増幅回路

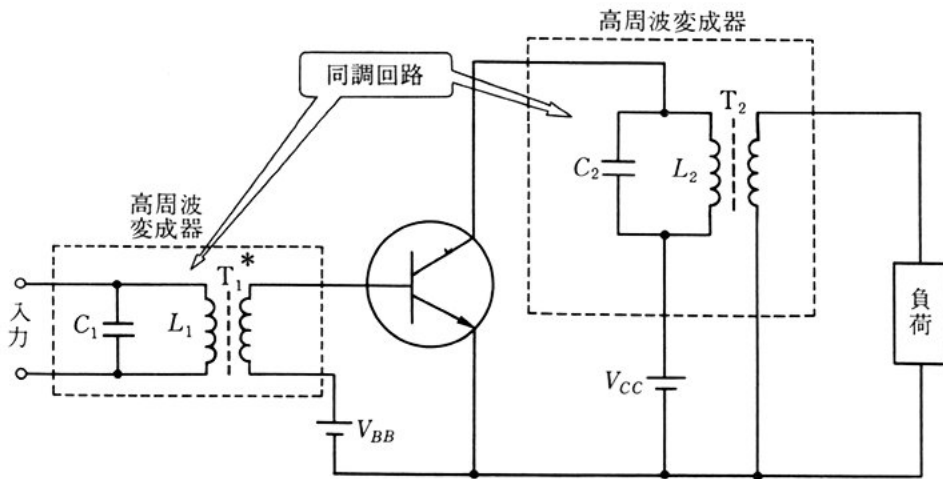
図2-78は，高周波増幅の基本となる回路である。トランジスタの入力側・出力側ともにコイルとコンデンサを並列に接続した共振回路を内蔵した変成器 T_1, T_2 を用いている。高周波増幅回路に使用されるこのような共振回路を**同調回路**といい，その共振周波数を**同調周波数**という。2つの同調回路の同調周波数は，ふつう互いに等しくなるように設定する。

* 高周波変成器ではコアとして，鉄粉を固めたダストコアが用いられる。

図 2-78 高周波基本増幅回路

図2-79は，高周波基本増幅回路の特性を示したものである。

高周波基本増幅回路では，破線で示したように，ある周波数 f_0 を中心として，必要な周波数の幅 B だけを増幅するのが理想的であるが，実際の回路では，実線に示したような特性になる。

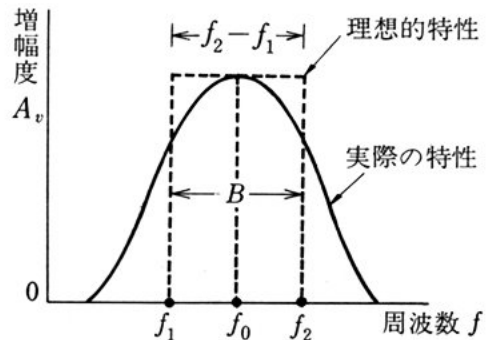



図 2-79 高周波増幅の特性

(3)　高周波用トランジスタ

高周波増幅回路では，低周波の場合と異なり，トランジスタも高周波増幅に適したものを用いなければならない。

トランジスタの電流増幅率 h_{fe} は，周波数が高くなるに従い，少しずつ小さくなる。この様子を示したのが図2-80である。

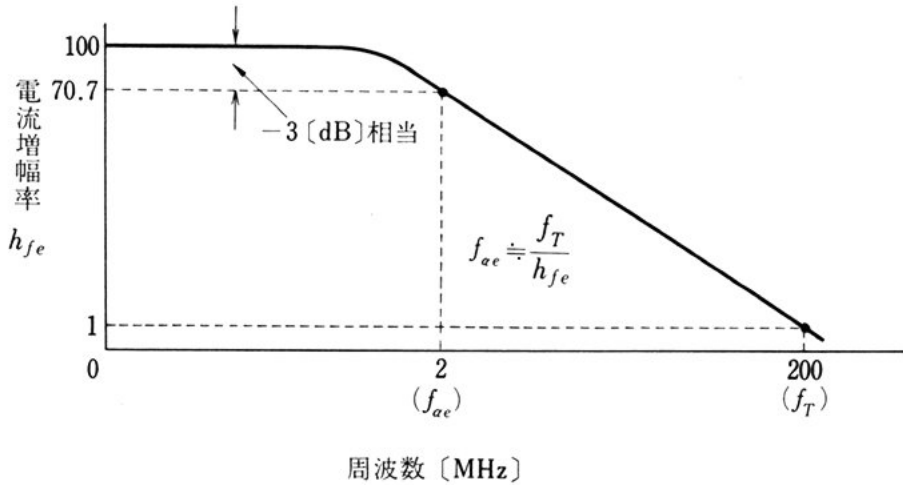



図 2-80　$f_{\alpha e}$ と f_T の特性例

$h_{fe}=1$ になる周波数 f_T を**トランジション周波数**といい，電流増幅可能な最高周波数となる。したがって，f_T の大きなトランジスタほど，より高い周波数の増幅に使用できる。

なお，低周波における h_{fe} の値から3〔dB〕下がる周波数 $f_{\alpha e}$ を**エミッタ接地しゃ断周波数**といい，f_T との間に次のような関係が成立することが知られている。

$$f_{\alpha e} \doteqdot \frac{f_T}{h_{fe}}$$

また，高周波増幅回路では，低周波ではあまり問題にならなかったトランジスタ自体のもつ容量が，大きな影響を与える。

図2-81(a)に示すように，ベース・コレクタ間の静電容量を外部から測定したときの値 C_{ob} を，**ベース接地コレクタ出力容量**という。

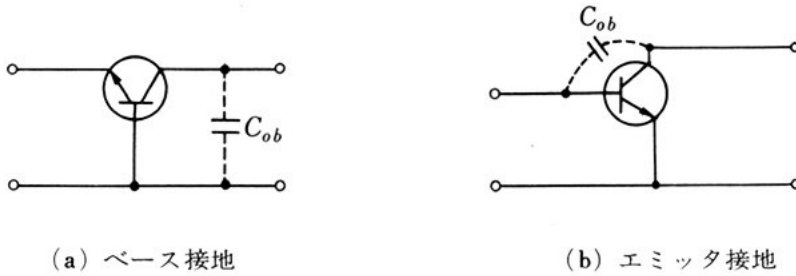
(a) ベース接地

(b) エミッタ接地

図 2-81　コレクタ出力容量 C_{ob}

図(b)はエミッタ接地の場合で，C_{ob} は出力側から入力側への帰還容量となる。高周波においては，C_{ob} は発振の直接原因となるので，なるべく C_{ob} の小さな値のトランジスタを使う必要がある。表2-5に高周波用トランジスタの各種定数を示す。

表 2-5　高周波用トランジスタの特性例

定格名	記号	2SC372Y	2SC387A	2SC1122A	単位
トランジション周波数	f_T	200	1000	400	MHz
コレクタ出力容量	C_{ob}	2.0	1.5	20	pF
最大コレクタ損失	$P_{C\max}$	200	200	30〔W〕	mW
直流電流増幅率	h_{FE}	120～240	50	40	

以上をまとめると，高周波増幅回路で用いるトランジスタは，次のような条件を満たすことが必要である。

① トランジション周波数 f_T がじゅうぶん大きいこと。

② コレクタ出力容量 C_{ob} の値が小さいこと。

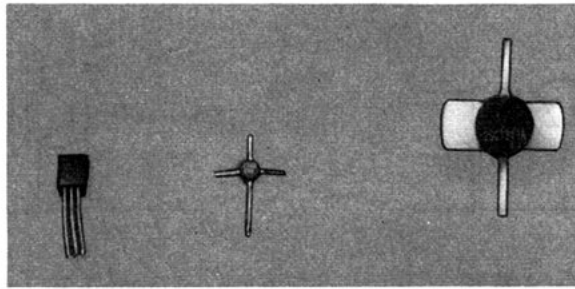
もちろん，このほかにも低周波用トランジスタを選ぶときと同じように，各種最大定格にも注意する必要がある。なお，高周波用トランジスタの例を図2-82に示す。図の①，②は高周波電圧増幅用，③は高周波電力増幅用のトランジスタである。

① 2SC1815　② 2SC2369　③ 2SC1241A

図 2-82 高周波用トランジスタの例

2. 高周波増幅回路の特性

前項で学んだように，高周波増幅回路には，同調回路が使用されるので，ここでは，まず同調回路の Q と帯域幅 B との関係，次に変成器の中間タップを用いたインピーダンス整合，および回路を安定して動作させるための中和について学ぶこととする。

(1) 同調回路の性質

図2-83(a)は，高周波増幅回路に用いられる同調回路である。ただし，r はコイルの抵抗分である。いま，$2\pi fL/r \gg 1$ とすると，図(a)は図(b)のようにかきかえることができる。このとき，並列抵抗 R_p は，

$$R_p = \frac{(\omega L)^2}{r} \qquad (2-55)$$

という関係がある。図(b)において，端子電圧 $\dot{V}$ は，

$$\dot{V} = \frac{\dot{I}_C}{\dfrac{1}{R_p} + j\left(\omega C - \dfrac{1}{\omega L}\right)}$$

とあらわされる。上式から電圧 $\dot{V}$ の大きさは，

$$|\dot{V}| = \frac{R_p|\dot{I}_C|}{\sqrt{1 + R_p^2\left(\omega C - \dfrac{1}{\omega L}\right)^2}} \qquad (2-56)$$

となる。式(2-56)は，周波数に対して図(c)のような特性となる。

（a）同調回路　（b）等価回路

（c）同調回路の特性　（d）Qによる特性変化

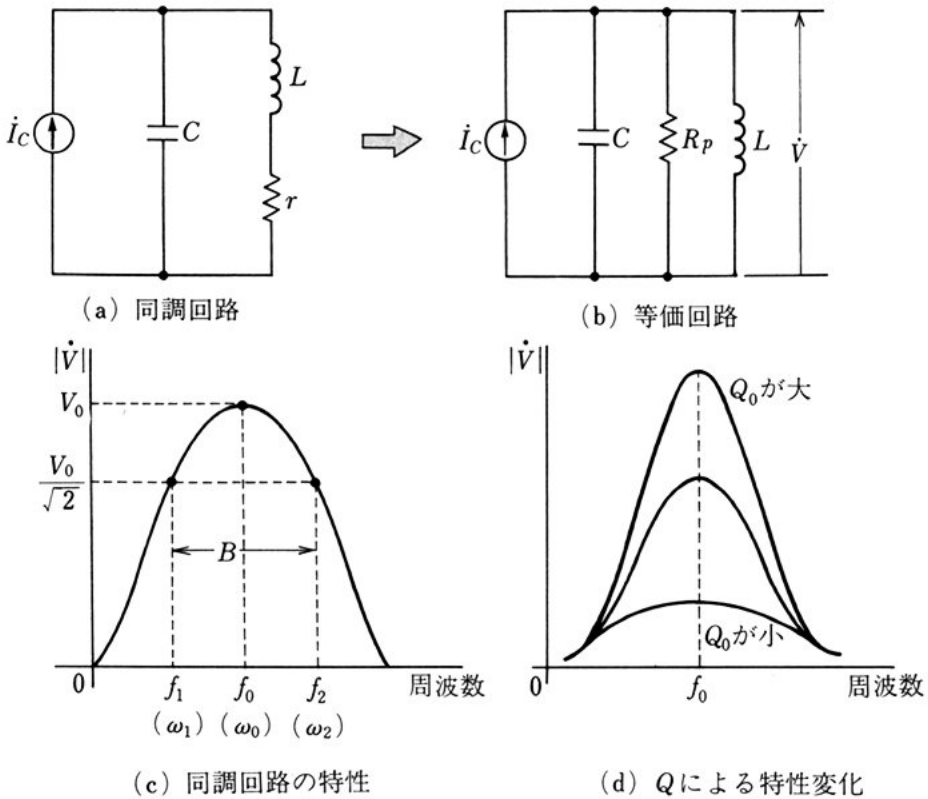



図 2-83 同調回路の特性

$|\dot{V}|$ は，$\omega C-1/\omega L=0$ のとき最大になり，そのときの角周波数 ω_0 は，

$$\omega_0=2\pi f_0=\frac{1}{\sqrt{LC}} \qquad (2-57)$$

となる。この周波数 f_0 が同調周波数である。このときの電圧を V_0 とすると，

$$V_0=R_p|\dot{I}_C| \qquad (2-58)$$

となる。いま，$|\dot{V}|$ が V_0 より 3〔dB〕低くなる周波数，すなわち $V_0/\sqrt{2}$ になる周波数を図(c)のように f_1, f_2 とすると，$f_2-f_1=B$ を同調回路の**帯域幅**という。

ここで，同調回路にトランジスタや負荷などを接続しないときの

Q を Q_0（これを**無負荷 Q** という）とし，

$$Q_0=\frac{\omega_0 L}{r}=\frac{R_p}{\omega_0 L} \qquad (2-59)$$

と定義すると，式 (2-56) は次のようになる。

$$|\dot{V}|=\frac{Q_0\sqrt{L/C}}{\sqrt{1+Q_0^2\left(\dfrac{\omega}{\omega_0}-\dfrac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}|\dot{I}_C| \qquad (2-60)$$

式 (2-60) の特性は，L, C の値を一定にして Q_0 を変えると図(d)のようになる。すなわち，Q_0 の大きい同調回路ほど帯域幅のせまい鋭い特性が得られる。Q_0 の大きい回路とは，式 (2-59) からわかるように，図(a)の r の小さい回路，または図(b)の R_p の大きい回路である。

また，$Q_0 \gg 1$ と仮定すると，

$$B=f_2-f_1=\frac{f_0}{Q_0} \qquad (2-61)$$

という関係がある。

問 13. $f_0=455$〔kHz〕, $Q_0=60$ のとき，B の値を求めよ。

（2） 中間タップによるインピーダンス変換

同調回路で帯域幅のせまい鋭い特性を得るには，図 2-83(d) からわかるように，Q_0 の大きい同調回路を用いる必要がある。131 ページの図 2-78 に示すように実際の増幅回路では，トランジスタの出力インピーダンスが同調回路に並列にはいり，また，負荷も変成器 T_2 で一次側に変換されて同調回路に並列にはいる。このため同調回路に並列にはいる抵抗が小さくなるので，同調回路全体の Q が低下し，鋭い特性が得られないことになる。

図 2-84(a) は，変成器の中間タップ c と二次コイル L_2 を用いて等価的に同調回路の並列抵抗を大きくする回路である。図(b)は，

(a) 中間タップのある変成器

(b) 等価回路

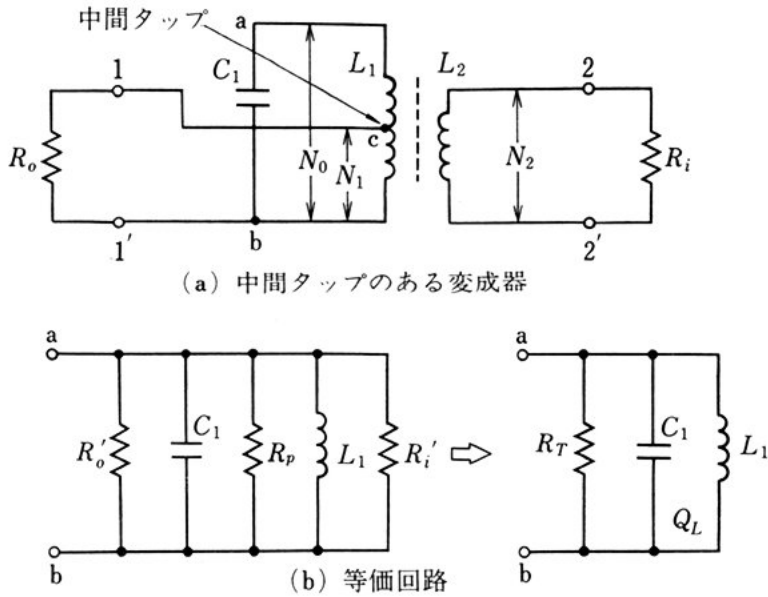



図 2-84　インピーダンス変換

図(a)を端子 a-b よりみた等価回路である。コイルの巻数を図(a)のように N_0, N_1 および N_2 とすると，R_o と R_i はそれぞれ次のように変換されて，等価回路の同調回路に並列にはいる。

$$\left.\begin{aligned} R_o' &= \left(\frac{N_0}{N_1}\right)^2 R_o = n_1^2 R_o \\ R_i' &= \left(\frac{N_0}{N_2}\right)^2 R_i = n_2^2 R_i \end{aligned}\right\} \quad (2-62)$$

ただし，$n_1 = \dfrac{N_0}{N_1}$，$n_2 = \dfrac{N_0}{N_2}$

したがって，同調回路にはいる全並列抵抗 R_T は，図(b)から，

$$\frac{1}{R_T} = \frac{1}{R_o'} + \frac{1}{R_p} + \frac{1}{R_i'}$$

となる。このときの Q を Q_L（**負荷 Q** という）とすると，

$$Q_L = \frac{R_T}{\omega_0 L_1} = \omega_0 C_1 R_T \quad (2-63)$$

となり，無負荷時の Q_0 に比べて負荷時の Q_L は小さくなる。巻数比 n_1, n_2 を変えることにより，抵抗 R_o', R_i' を変えることができ，

Q や帯域幅を調整することができる。

また，コイルの巻数比を適当に選ぶことにより，インピーダンス整合をとることができる。コイルの損失を無視（$R_p=\infty$）すれば，R_i と R_o のインピーダンス整合の条件は次のようになる。

$$\frac{R_o}{R_i}=\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2=\left(\frac{n_2}{n_1}\right)^2$$

問 14． $R_T=50$〔kΩ〕, $f_0=455$〔kHz〕, $C_1=200$〔pF〕のとき，Q_L を求めよ。

（3） 中 和 回 路

高周波増幅回路では，トランジスタのコレクタ出力容量 C_{ob} によって出力電圧が入力側に帰還され，ある周波数で発振の原因となる。

そこで C_{ob} のはたらきを外部回路によって打ち消すことができれば，相対的に C_{ob} がないのと同じことになる。図 2-85 におけるコンデンサ C_N は，その目的で用いられている。C_{ob} による帰還電圧 v_f と逆位相で同じ電圧 v_n を，コンデンサ C_N によってベースに帰還すれば，互いに打ち消し合って帰還電圧はなくなり，安定に動作するようになる。これを**中和**といい，コンデンサ C_N を**中和コンデンサ**という。

図 2-85 (a) に示すように，変成器 T_2 の一次側に生じる電圧を v_2,

（a）中和回路　（b）等価回路

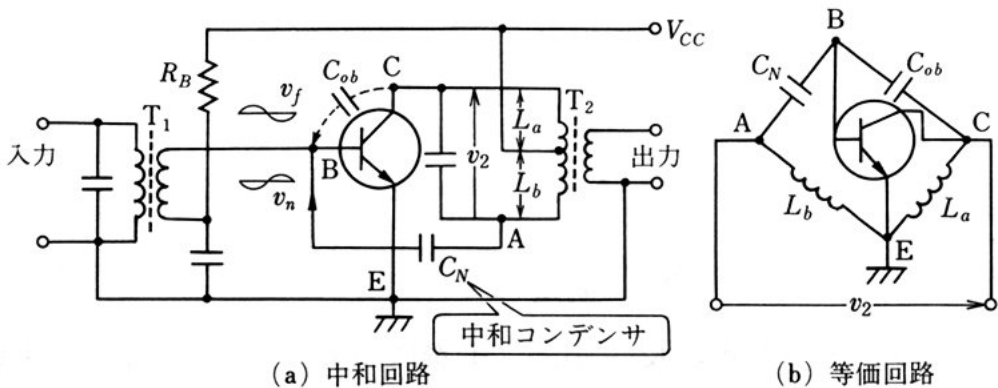



図 2-85　中和回路の例

中間タップより上側のインダクタンスを L_a，下側のインダクタンスを L_b とすると，図(b)に示すように，C_N，C_{ob} は，それぞれブリッジ回路の一辺を形成していることがわかる。

C_{ob} による帰還電圧 v_f が打ち消され，v_2 の影響がベース B にあらわれないためには，このブリッジ回路が平衡していればよい。したがって，次の式が成立する。

$$\frac{C_N}{C_{ob}}=\frac{L_a}{L_b}=n \qquad \text{ただし，} n \text{ は } L_a,\ L_b \text{ の比}$$

上式から，C_N は次の式で与えられる。

$$C_N=nC_{ob} \tag{2-64}$$

なお，C_{ob} がじゅうぶん小さいトランジスタを使用すれば，安定に動作するので，中和コンデンサ C_N ははぶくことができる。

問 15. 図 2-85 において，L_a，L_b の比 $n=0.3$ であるとき，$C_{ob}=10$〔pF〕のトランジスタでは，C_N の値はいくらか。

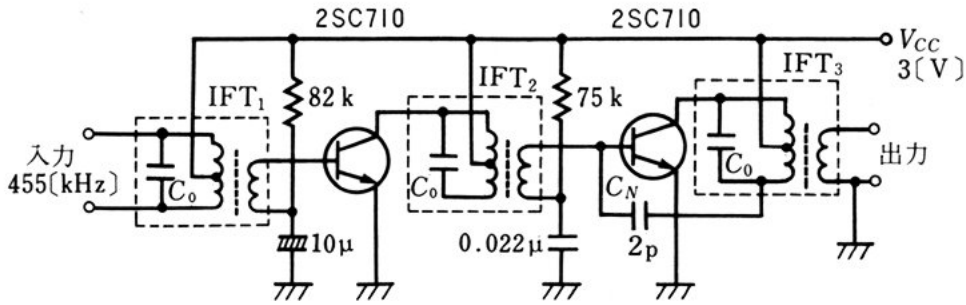
（4） 高周波増幅回路例

ここでは，同調回路を使用した，いくつかの回路例について学ぶ。

(a) **中間周波増幅回路**　図 2-86 (a) は AM[①] ラジオにおける中間周波増幅部の回路例で，455〔kHz〕付近の周波数を増幅する回路である。

変成器 IFT_1，IFT_2，IFT_3（これらを**中間周波変成器**という）の同調周波数は，いずれも 455〔kHz〕になっている。

この回路では，バイアスは固定バイアス回路を使い，2〔pF〕のコンデンサ C_N は，中和コンデンサである。また，IFT の具体例が図(b) に示してある。

① AM については，第 4 章で学ぶ。

（a）回路例

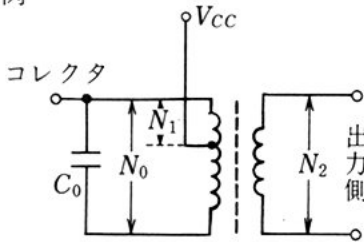
規格	C_0 (pF)	f_0 (kHz)	Q_0	巻数		
				N_0	N_1	N_2
IFT$_1$	180	455	60	176	41	4
IFT$_2$	180	455	60	176	62	4
IFT$_3$	180	455	110	165	74	42

（b）IFTの例

図 2-86 中間周波増幅回路

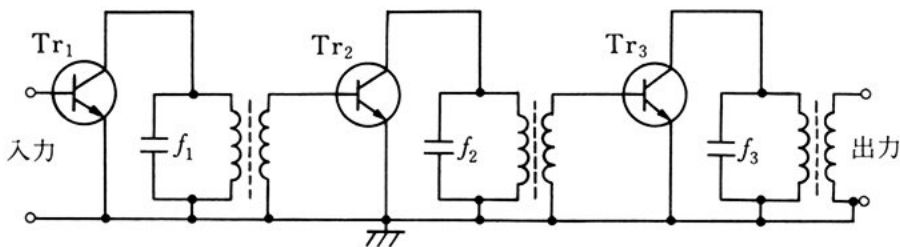
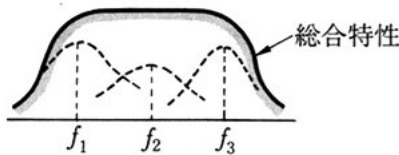
(b) **スタガ同調増幅回路**　同調周波数と Q の値の異なる3つの同調増幅回路を図2-87(a)に示すように接続すると，図(b)に示すような広帯域特性が得られる。これを**スタガ同調増幅回路**という。

（a）回　路

（b）帯域特性

図 2-87 スタガ同調増幅回路

(c) **ベース接地高周波増幅回路**　図2-88は，FM[①]ラジオの高周波増幅部の回路例である。いままでに学んできた範囲の周波数においては，エミッタ接地でじゅうぶん安定な増幅をすることができた。しかし，FM放送のような高い周波数になると，ベース接地増幅回路が使用される場合が多い。

ベース接地では出力側から入力側への帰還容量が，エミッタ接地のときに比べて小さくなる。したがって，f_T 近くの周波数まで，中和コンデンサがなくても，安定に増幅できる。

トランジスタの出力側には L, C の同調回路を設けてある。いままでは同調回路の出力は変成器の二次側から取り出していたが，この回路では二次側の巻線を省略し，コンデンサ10〔pF〕を通して，取り出している。

図で，破線で囲んだ部分は，アンテナとトランジスタとの整合回路であり，アンテナから効率よく高周波信号を取り入れるために使用されている。

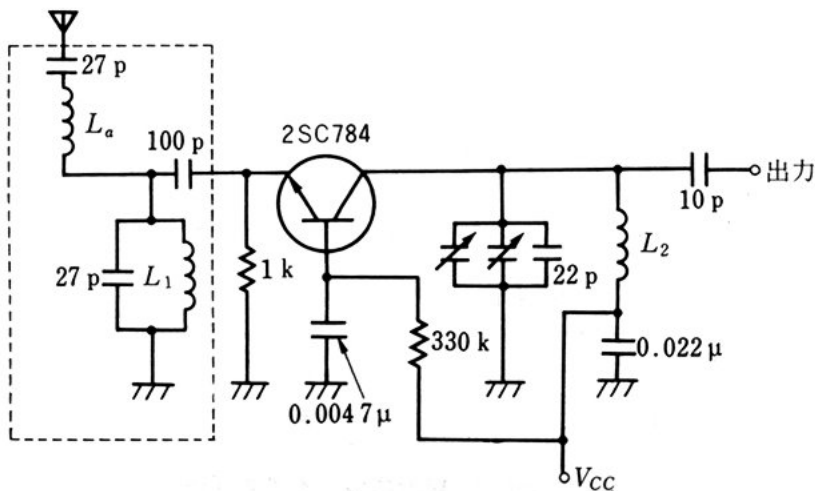



図 2-88　FMラジオ高周波増幅回路例

① FMについては，第4章で学ぶ。

3. 高周波電力増幅回路

送信機の中間段・出力段のような高周波電力増幅では，ほとんどB級増幅またはC級増幅が使われている。C級増幅では高い電源効率が得られるばかりでなく，バイアス回路が簡単にできる特徴がある。ここでは，C級増幅について学ぶ。

（1） C級増幅のバイアス回路

C級増幅回路では，ベース・エミッタ間はpn接合の逆方向バイアスとなるように電圧を加える。図2－89は，C級増幅のバイアス回路である。図(a)の回路はエミッタ側に抵抗R_EとコンデンサC_Eを入れて，エミッタ電流によってR_Eの両端に生じた電圧で逆方向バイアスをかけている。

これに対して，図(b)の回路はベース側にR_BとC_Bを入れて，ベース電流によって逆方向バイアスがかかるようにしてある。

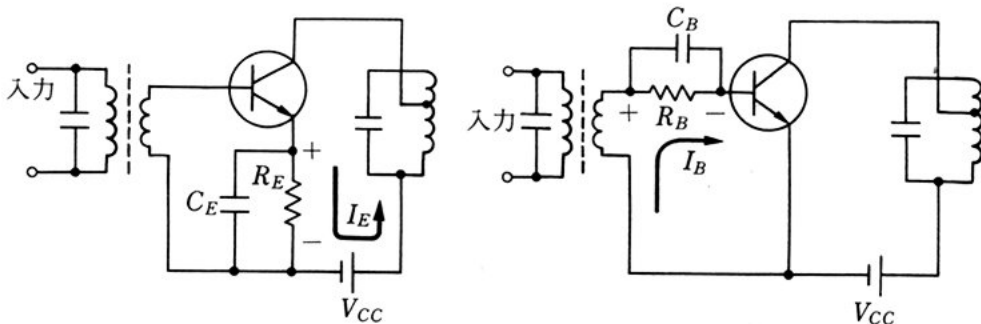
図(a)の回路は，コレクタに過大電流が流れるのをある程度保護することができるが，電源電圧の利用効率がわるいので，一般に図(b)の回路が用いられる。

（a）エミッタ電流によるバイアス　（b）ベース電流によるバイアス

図 2－89 C級増幅のバイアス回路

（2） 出力波形のひずみ

C級増幅では，図2－90(a)のようにコレクタ電流の出力波形にひ

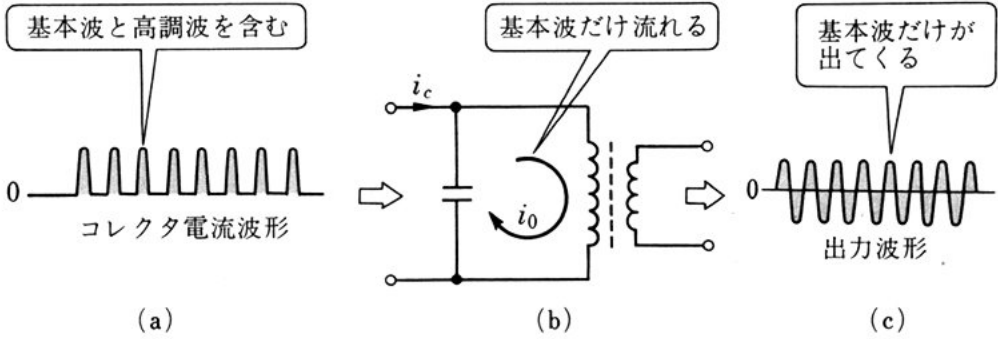



図 2-90 出力波形のひずみを取り除く

ずみを生じる。このようなひずみ波には，入力と同一の周波数の基本波のほかに，高調波成分が含まれている。そのため負荷との結合に図(b)のように同調回路を用い，不要な周波数成分を取り除き，図(c)のように基本周波数成分だけを取り出す方法がとられる。

5 図 2-91 は，27〔MHz〕帯送信機の終段電力増幅回路の例である。この回路で，$V_{CC}=9$〔V〕，$I_C=15$〔mA〕としたとき，出力電力 $P_o=100$〔mW〕が得られる。このときの電源効率 η を求めると，

$$\eta=\frac{P_o}{P_{DC}}=\frac{P_o}{V_{CC}I_C}=\frac{100\times10^{-3}}{9\times15\times10^{-3}}\fallingdotseq0.74=74\,〔\%〕$$

となる。

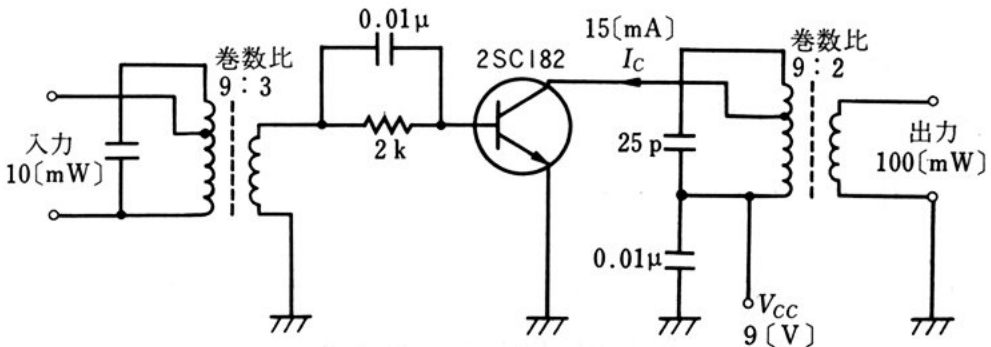



図 2-91 27〔MHz〕帯送信機出力部の電力増幅回路例

10 **問 16.** C 級電力増幅回路の入力信号は，ある程度以上大きくなくては出力信号が取り出せないのはなぜか。

7. FET 増幅回路

FET は，バイポーラトランジスタが電流制御素子であるのに対し，電圧制御素子である。また，入力インピーダンスが高く，雑音が少ないという特徴があり，増幅回路の初段に多く使用されている。

1. FET 回路の基礎

(1) 接 地 方 式

バイポーラトランジスタと同じように，3つの接地方式が考えられる。図 2-92 (a) は，ソース接地回路といい，バイポーラトランジスタのエミッタ接地回路に相当し，最も多く使用される。

図 (b) のドレイン接地回路は，電圧利得が1より小さいが，出力インピーダンスが低いので，インピーダンス変換回路として使われる。

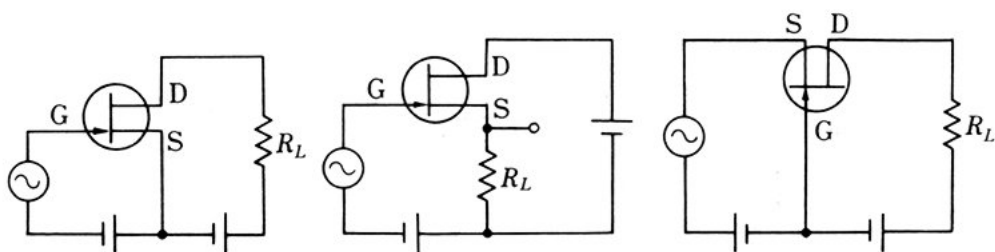
図 (c) のゲート接地回路は，出力から入力へ帰還される容量が小さいので，高周波増幅に適している。

(a) ソース接地回路　(b) ドレイン接地回路　(c) ゲート接地回路

図 2-92 FET の接地方式

(2) 伝 達 特 性

図 2-93 の FET で V_{DS} を一定にして，V_{GS} と I_D の関係をあらわした特性を**伝達特性**（V_{GS}-I_D 特性）という。その例を図 2-94 に示す。

図 2－94 で I_{DSS} は $V_{GS}=0$ のときの電流であり，飽和ドレイン電流という。また，V_P は $I_D=0$ となるときの電圧で，**ピンチオフ電圧**または**カットオフ電圧**という。

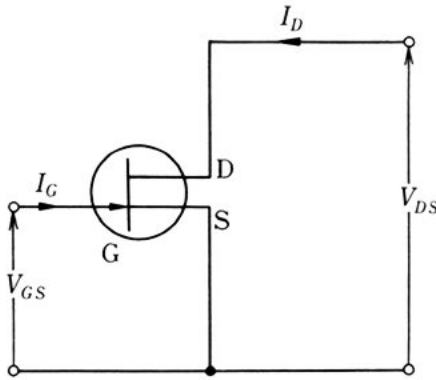



図 2－93　FET の電圧・電流

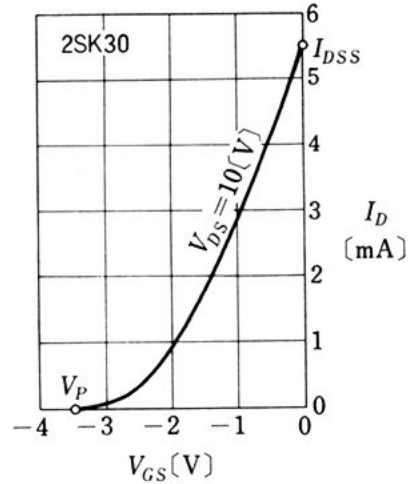



図 2－94　FET の V_{GS}-I_D 特性例

FET の特性は，表 2－6 に示すように，同じ規格のものでもばらつきがひじょうに大きいから，バイアス回路の設計のときには注意する必要がある。

表 2－6　FET の特性例

形　名	許容損失 P_d〔mW〕	ゲート・ドレイン間最大電圧 V_{GDS}〔V〕	飽和ドレイン電流* I_{DSS}〔mA〕	ピンチオフ電圧* V_P〔V〕	相互コンダクタンス** g_m〔mS〕	用　途
2SK19	200	−18	3～24	−1.2～−3.0	7～	高周波用
2SK30	100	−50	0.3～6.5	−0.4～−5.0	1.5～	低周波用

*　条件：$V_{DS}=10$〔V〕
**　相互コンダクタンスについては，148 ページ参照。

2. バイアス回路

FET は，バイポーラトランジスタに比べて温度の影響が少なく，また，ゲートには直流電流を流す必要がないので，バイアス回路の設計は容易である。

図 2－95 (a) は接合形 FET のバイアス回路である。R_G はゲート

にバイアスを与えるための抵抗で，入力インピーダンスを低下させないため，高抵抗が用いられる。ゲートには電流が流れないため，R_G の電圧降下は0である。したがって，ソース抵抗 R_S の両端の電圧降下 V_S がそのままゲート・ソース間の電圧 V_{GS} となり，

$$V_{GS}=-V_S=-I_D R_S$$

であるので，FET の動作点を図(b)のP点のように定めると，そのバイアス電流 I_{DQ} とバイアス電圧 V_{GSQ} から，ソース抵抗 R_S は，

$$R_S=-\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}} \qquad (2-65)$$

となる。

（a）回 路　　（b）動作電流

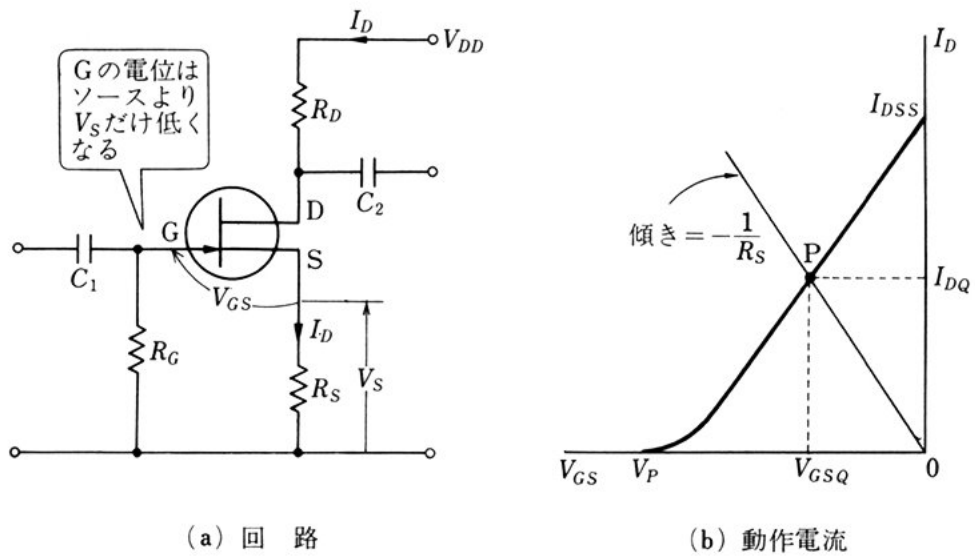



図 2-95 バイアス回路（I）

＜例題 14＞

図2-95(b)でP点の電流 $I_{DQ}=0.8$〔mA〕，バイアス電圧 $V_{GSQ}=-1.6$〔V〕とすれば，ソース抵抗 R_S の値はいくらになるか。

解　式（2-65）から，

$$R_S=-\frac{V_{GSQ}}{I_{DQ}}=\frac{1.6}{0.8\times10^{-3}}〔\Omega〕=2〔\mathrm{k}\Omega〕$$

図 2-95(a) の回路では，バイアス電流 I_{DQ} を決めるとソース抵抗 R_S は式 (2-65) により自動的に決まってしまう。しかし，ドレイン接地回路などでは，R_S をもっと大きな値にしたい場合がある。このような場合，図 2-96 のバイアス回路を使用する。

図 2-96 の回路のゲート・ソース間電圧 V_{GS} は，

$$V_{GS}=V_G-V_S=\frac{R_G}{R_G+R_B}V_{DD}-I_DR_S \qquad (2-66)$$

となる。したがって，R_G, R_B の分割比を適当に設定すれば，R_S の値をバイアスに関係なく任意に選ぶことができる。また，$V_G>V_S$ すなわち $V_{GS}>0$ とすることができるため，エンハンスメント形 FET のバイアス回路にも使用できる。

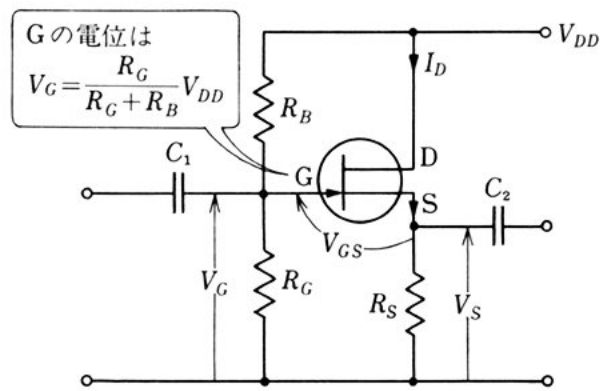



図 2-96　バイアス回路（II）

問 17. 図 2-96 の回路で，$V_{DD}=20$〔V〕，$R_S=10$〔kΩ〕としたとき，ドレイン電流 $I_D=0.8$〔mA〕，ゲート・ソース間電圧 $V_{GS}=-1.6$〔V〕とするには，R_G, R_B の分割比をいくらにすればよいか。

3. 等価回路と基本回路

(1) 等 価 回 路

FET の特性をあらわすのに，重要な定数がある。

図 2-97 の V_{GS}-I_D 特性曲線上の動作点 P における，V_{GS} の微小な変化分 ΔV_{GS} に対する I_D の変化分 ΔI_D の比を考えて，

$$g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \text{〔S〕}$$

とあらわした g_m を**相互コンダクタンス**という。

g_m はゲート・ソース間電圧 V_{GS} がドレイン電流 I_D を制御する能力を示す値である。

いま，変化分 ΔI_D, ΔV_{GS} を，小信号 i_d, v_{gs} に置き換えると，

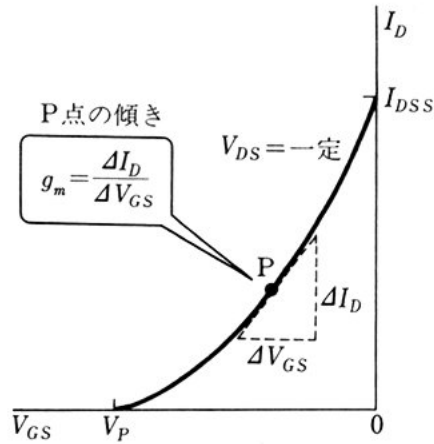



図 2-97 V_{GS}-I_D 特 性

$$i_d = g_m v_{gs}$$

となる。すなわち，v_{gs} の入力電圧に対して，出力側には $g_m v_{gs}$ の電流が流れると考えられる。

この関係をもとにして，図2-98のような低周波における等価回路をつくることができる。ただし，r_g は FET の入力抵抗，r_d は出力抵抗である。

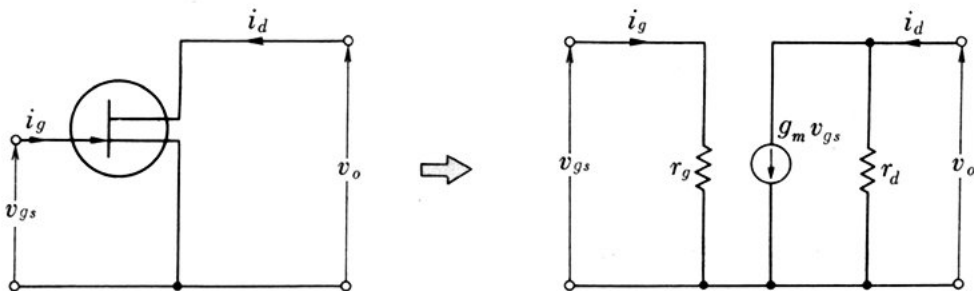



図 2-98 FET の 等 価 回 路

(2) 基 本 回 路

図2-99(a)は，ソース接地 FET 増幅回路の基本回路である。

FET の入力抵抗 r_g はきわめて大きいので，回路の入力インピーダンスは R_G だけと考えてよい。したがって，図(a)の等価回路は図

(b)のようになる。ただし，C_1, C_2のインピーダンスはじゅうぶん小さいとして無視する。このときの出力電圧v_oは，

$$v_o = -g_m v_i R_L$$

ただし，$R_L = r_d R_D / (r_d + R_D)$

5 となる。

上式から，電圧増幅度A_vは次のようにあらわされる。

$$A_v = \frac{g_m v_i R_L}{v_i} = g_m R_L \qquad (2-67)$$

<例題 15>

図2-99の回路で，$g_m = 2$〔mS〕，$R_L = 10$〔kΩ〕としたとき，10 電圧増幅度はいくらか。

解 式(2-67)から，

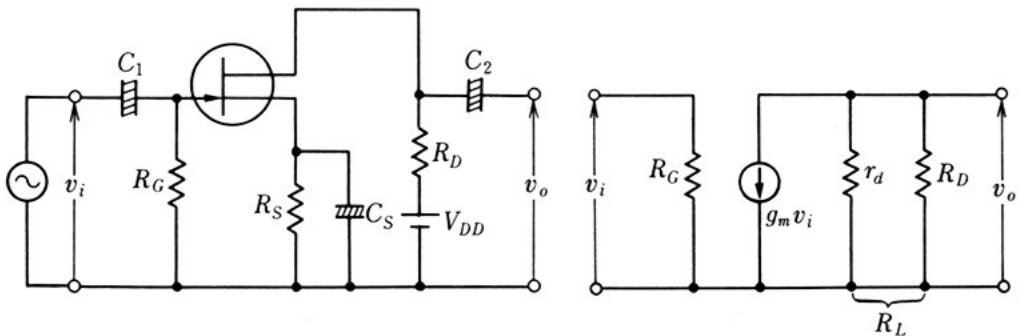
$$A_v = g_m R_L = 2 \times 10^{-3} \times 10 \times 10^3 = 20$$

(a) FET基本回路　　(b) 等価回路

図 2-99 基本回路と等価回路

4. FETを使った回路例

FETは，入力インピーダンスが高く，雑音が少ないという特長 15 があり，高入力インピーダンスを必要とする増幅回路に適している。

（1） コンデンサマイクロホン回路

図2-100は，エレクトレットコンデンサマイクロホン（ECM）用の回路で，テープレコーダやワイヤレスマイクなどに多く使われている。

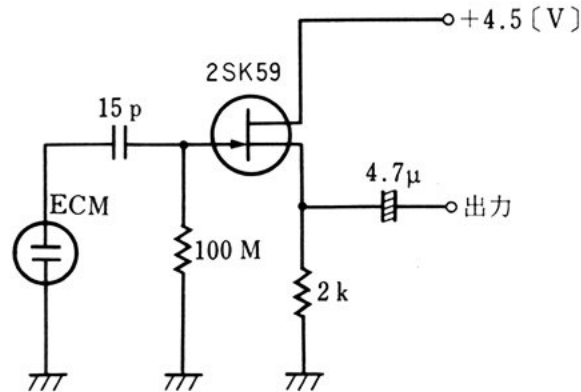



図 2-100　エレクトレットコンデンサマイクロホン回路

コンデンサマイクロホンは，高出力インピーダンスであるため，その出力を入力インピーダンスの低いバイポーラトランジスタの回路につないだのでは効率のよい増幅ができない。そのため，入力インピーダンスが高く，出力インピーダンスが低いという特徴をもつドレイン接地回路を用いて，コンデンサマイクロホンの高出力インピーダンスを，低出力インピーダンスに変換している。これによって，出力インピーダンスは約700〔Ω〕となり，次段以後はバイポーラトランジスタを使用できる。

（2） 2段直結増幅回路

図2-101は，ソース接地のFETを2段用いた直結増幅回路で，高入力インピーダンス・高利得が得られる。

この回路のバイアスは，1段目が図2-95(a)のバイアス回路であると同時に，2段目から1〔MΩ〕を通して直流負帰還がかかるため，全体のバイアスが安定化される。交流的には負帰還がかからないため，ソース接地回路2段の増幅回路となり，電圧利得は図2-101の場合，約70〔dB〕である。

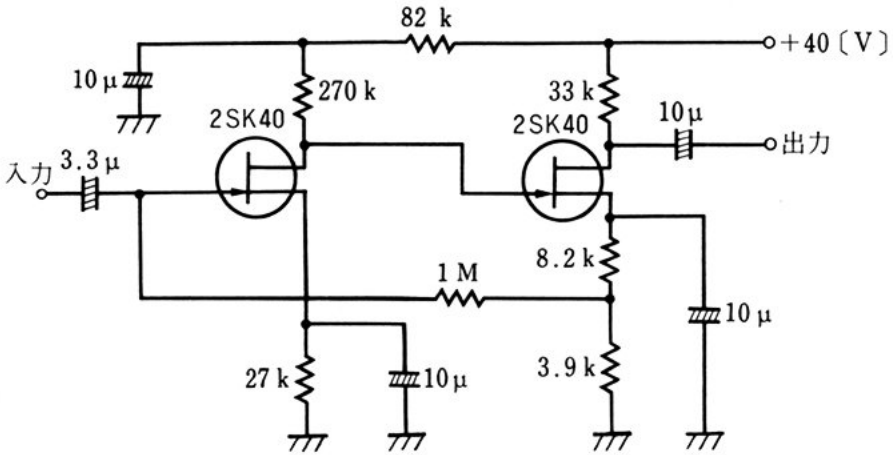



図 2-101　2 段直結増幅回路

(3) 等 化 回 路(イコライザ)

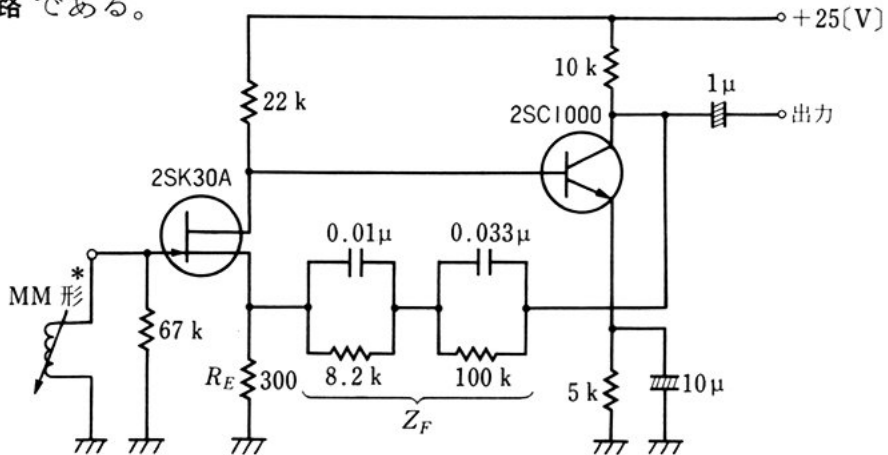
図2-102は，FETとバイポーラトランジスタを組み合わせた**等化回路**である。

*　レコードのみぞにきざまれている音楽などの信号を電気の信号に変える可動磁石形変換器

図 2-102　等 化 回 路

この等化回路は，レコードの録音特性を補償するためのものであり，2段目の出力から1段目に周波数特性をもつ帰還回路を用いて負帰還をかけている。Z_F のインピーダンスは，周波数が高くなるにしたがって低下するため，R_E と Z_F で決定される帰還量 β $\left(\fallingdotseq \frac{R_E}{Z_F}\right)$ が大きくなる。したがって周波数の増加とともに全体の利

得は低下し，図2-103のような特性（**イコライザ特性**）となる。

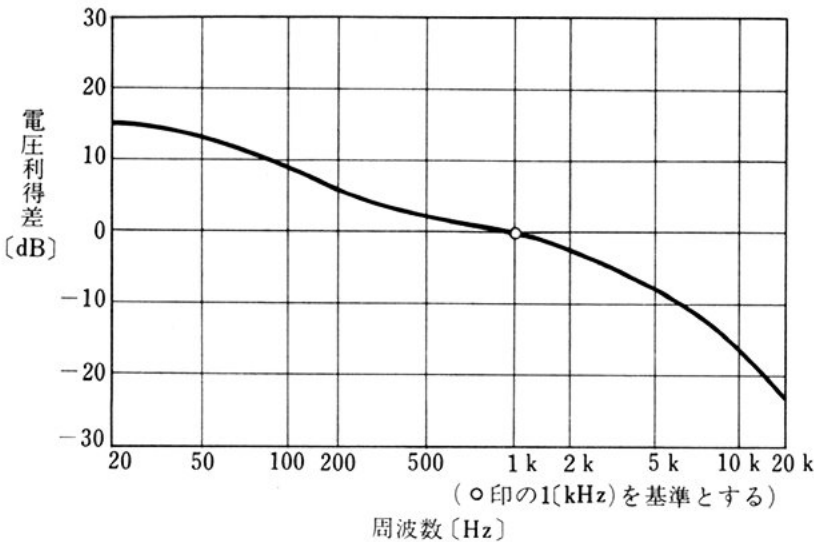



図 2-103　周波数特性例

（4）　高周波増幅回路

図2-104は，FETを使用した高周波増幅回路である。

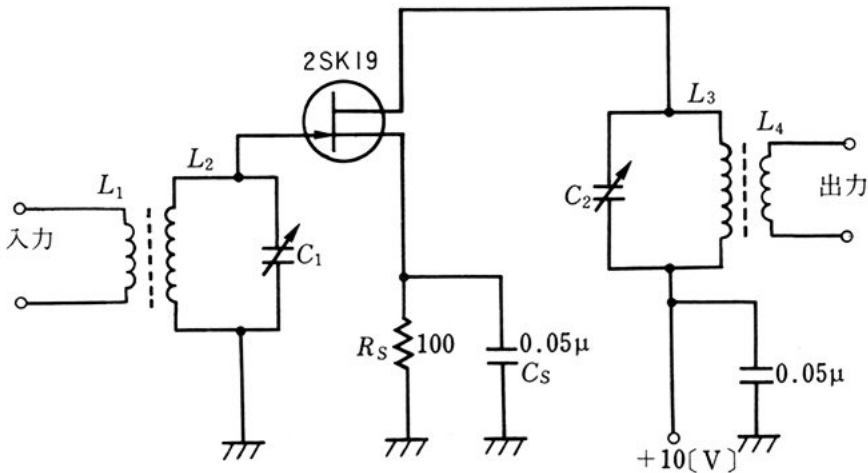



図 2-104　高周波増幅回路

周波数の高い（VHF以上）信号を増幅する場合は，バイポーラトランジスタのときと同じように，ゲート・ドレイン間の容量の小さいFETを選び，必要に応じて中和を行ったり，ゲート接地回路を用いたりする。

8. IC増幅回路

ICが高性能・小形・低価格，信頼性が高いなどの特徴をもっているため，電子回路の多くは，現在，IC化されている。ICのほとんどはモノリシックICであるが，とくに必要な場合にはハイブリッドICも使われる。ここではモノリシックのアナログIC（リニヤICともいう）の基礎的なことがらを，演算増幅器を中心にして学ぶ。

1. ICの基礎

ICは数十〔mm²〕の面積のけい素基板（チップ）でつくられ，この中にひじょうに多くのトランジスタや抵抗がはいっている。そのため外部に部品をほとんどつけなくても，いままで学んだような増幅回路や，第5章で学ぶパルス回路をつくることができる（図2-105）。このように，1つのICで1つの機能を果たしてしまうため，ICは機能素子であるということができる。

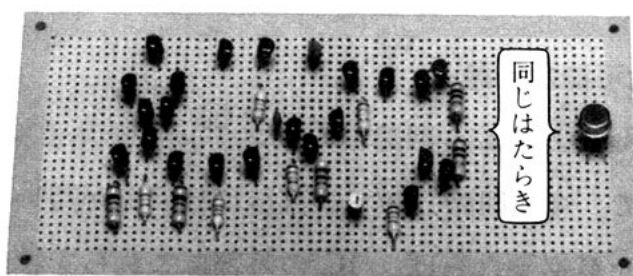



図2-105　電子回路と，それに等価なICの例

(1) ICの種類

ICは，第1章で学んだ分類のほかに，今まで学んできたような連続信号を取り扱うアナログICと，第5章で学ぶようなパルス信号を取り扱うディジタルICとに分類できる。アナログICは，さ

らに，用途によって次のように分類される。

① 小電力多目的用　　帰還形交流増幅用 IC，演算増幅器（operational amplifier 略してオペアンプ）など

② 特定の目的用　　ラジオ・テレビジョンの高周波用 IC，低周波電力増幅用 IC，電源用 IC など

帰還形交流増幅用 IC は，おもにオーディオ回路の前置増幅器（プリアンプ）に使われるもので，電圧増幅を必要とする回路に適した IC である。図 2-106 にアナログ IC の例を示す。

(a) STK 415
(b) μPC 571C
(c) μPC 575C2
(d) TA 7633P
(e) LM 709
(f) PA 741C
(g) TA 7504P
(h) 2SC 735
(i) RD 3053V
(j) MC 7812CP
(k) μPC 566H

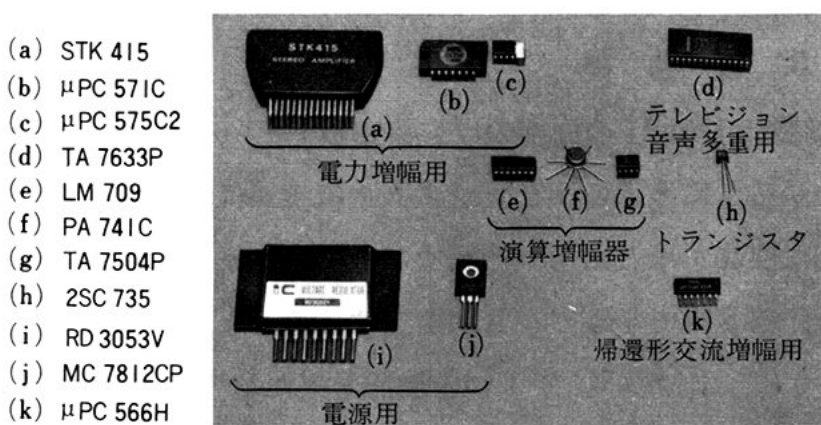



図 2-106 アナログ IC の例
（比較のためトランジスタが入れてある）

（2） IC 化可能な回路

第1章で学んだように，回路中のコンデンサやコイルは IC 化がむずかしいので，増幅回路としては直結増幅回路が用いられ，コイルやコンデンサが必要ならば，IC の外部にこれらを接続する方法がとられる。

図 2-107 は，直結増幅回路の例であるが，破線のわく内は IC 化できる。したがって，このような IC を使った回路は，図 2-108 のように配線するだけで，図 2-107 と同じ機能を果たすことになる。

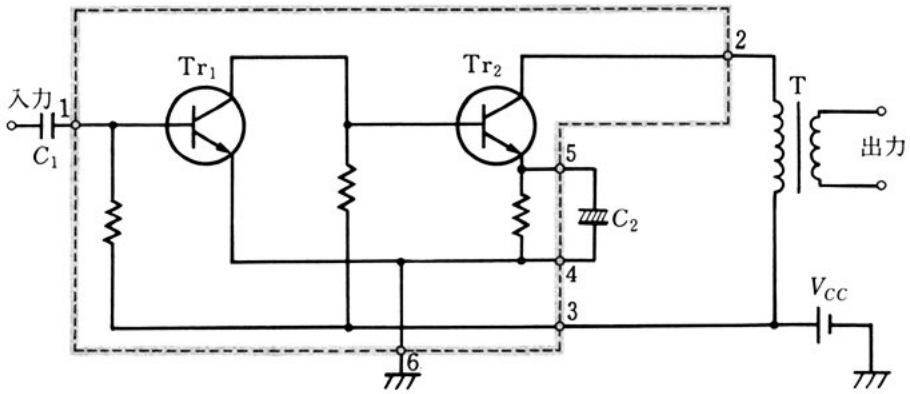



図 2-107　IC 化可能な回路

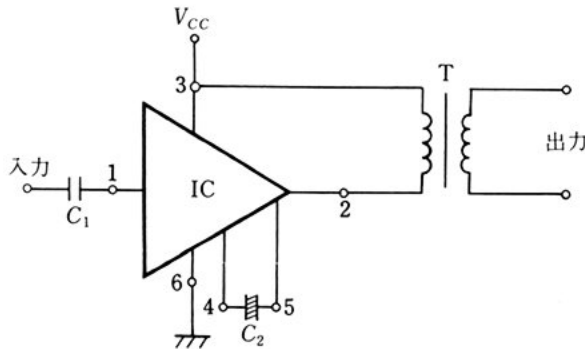



図 2-108　IC 化した回路

2. IC内部の回路

ICの内部に結合コンデンサや変成器をつくることはできないので，個別の部品を使ってつくられる回路とは異なった独得の回路が，ICにはいろいろと取り入れられている。ここでは，レベルシフト回路，直流定電流回路および差動増幅回路について学ぶことにする。

(1) レベルシフト回路

npn形トランジスタでは，ベース電圧よりもコレクタ電圧のほうが直流的に数ボルト高い。たとえば図2-109の回路では，$V_B < V_{C1} < V_{C2}$ の関係がある。したがって，トランジスタを数段接続すると，後段のトランジスタのコレクタ電圧が電源電圧 V_{CC} に近づいてしまい，信号の振幅が大きくとれなかったり，増幅ができなくなる

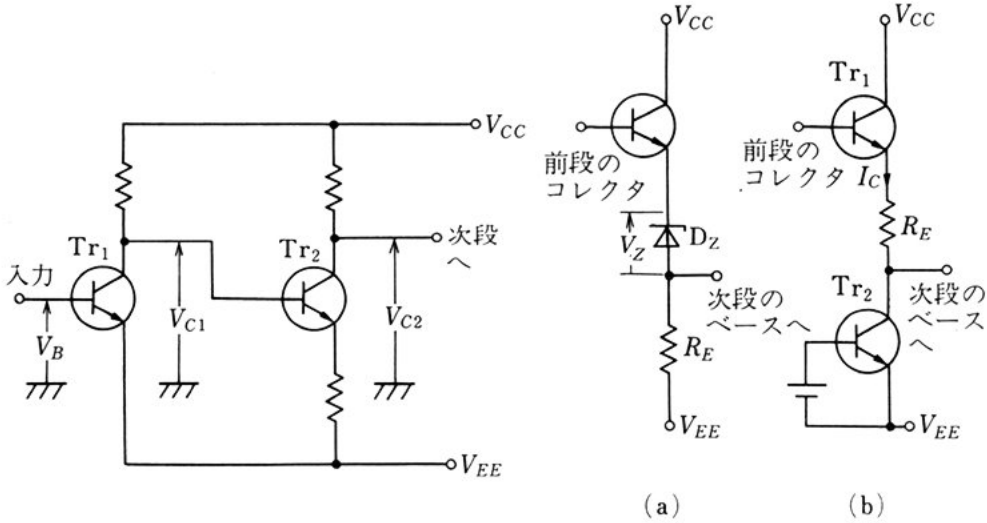



図 2-109 レベルシフト回路

ことがある。そこで，増幅回路の途中段でベースの直流電圧を下げる必要がある。これを**レベルシフト**といい，図(a)，図(b)のような回路がある。図(a)は降伏電圧 V_Z だけレベルシフトできる。図(b)は Tr_2 を(2)で述べる直流定電流源として動作させ，直流電圧 I_CR_E だけレベルシフトさせている。このような回路を直結増幅回路の段間に入れてレベルシフトを行う。

（2） 直流定電流回路

図 2-110は直流定電流回路（直流定電流源）の例である。図(a)は

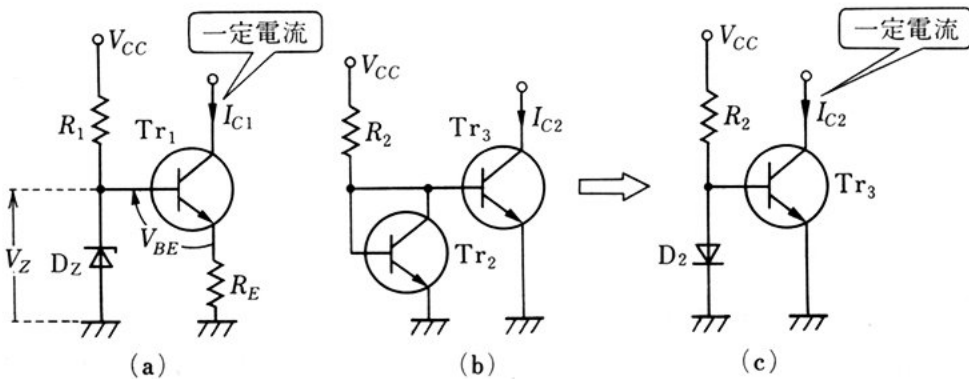



図 2-110 直流定電流回路

定電圧ダイオード Dz により Tr_1 のベース電圧を一定にして，I_{C1} を定電流にした回路である。R_E により I_{C1} の大きさを調整できる。

図(b)では，Tr_2 がベース・エミッタ間の pn 接合を利用したダイオードとして動作している。したがって等価的に図(c)のようになる。このダイオードの順方向電圧降下（約 0.6〔V〕）で Tr_3 をバイアスし，I_{C2} を一定にする。

＜例題 16＞

図 2-110(a)の回路において，降伏電圧 V_Z が 6〔V〕，ベース・エミッタ間電圧 V_{BE} が 0.6〔V〕，R_E が 3〔kΩ〕のとき，コレクタ電流 I_{C1} の値を求めよ。

解　$V_Z \fallingdotseq V_{BE}+I_{C1}R_E$ であるから，

$$I_{C1}=\frac{V_Z-V_{BE}}{R_E}=\frac{6-0.6}{3\times10^3}〔\mathrm{A}〕=1.8〔\mathrm{mA}〕$$

となる。

（3）差動増幅回路

図 2-111 は，IC の入力回路に必ずといってよいほど使われている差動増幅回路である。

この回路は入力端子が2つあり，また，出力端子も2つある。ふつう，出力は，2つのトランジスタ Tr_1, Tr_2 のコレクタ間から取り出す。いま Tr_1, Tr_2 の特性が等しく，$R_{C1}=R_{C2}=R_C$ とすると，出力電圧 v_o は，2つの入力電圧 v_{i1}, v_{i2} を用いて，次のようにあ

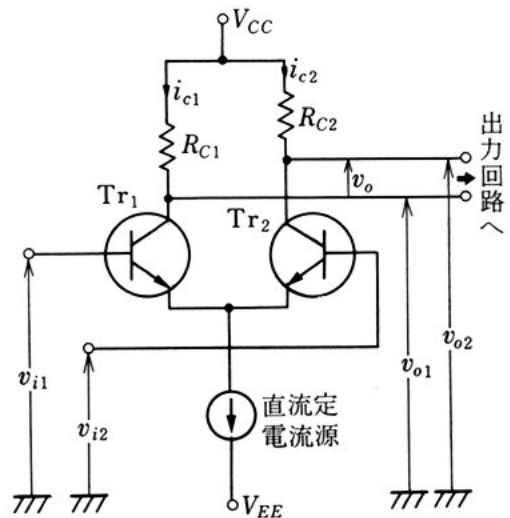



図 2-111　差動増幅回路

らわされる。

$$v_o = R_C(i_{c1} - i_{c2}) = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}(v_{i1} - v_{i2}) \qquad (2-68)$$

式 (2-68) から，i_{c1} と i_{c2}，または v_{i1} と v_{i2} に共通に含まれる成分は，出力に出ないことがわかる。たとえば，周囲温度の変化による I_{CBO} の変化は，i_{c1}, i_{c2} に共通に含まれる。また，V_{BE} の変化は v_{i1}, v_{i2} に共通に含まれる。これらの変化量は Tr_1, Tr_2 の特性が等しく，また2つのトランジスタの温度変化が等しい場合は，互いに等しいため，出力には影響しない。

モノリシック IC では，同一基板内につくられるトランジスタの特性をそろえることができるため，差動増幅回路は IC にひじょうに適している回路である。

なお，図の直流定電流源は，図 2-110 の回路を応用してつくられる。

<例題 17>

図 2-111 の差動増幅回路で，各トランジスタの h パラメータを $h_{fe}=100$，$h_{ie}=2$〔kΩ〕とする。いま，$v_{i1}=10$〔mV〕，$v_{i2}=-10$〔mV〕のときの出力 v_o と，$v_{i1}=v_{i2}=10$〔mV〕のときの出力 v_o を求めよ。ただし，$R_{C1}=R_{C2}=5$〔kΩ〕とする。

解 $v_{i1}=10$〔mV〕，$v_{i2}=-10$〔mV〕であるから，式 (2-68) から，

$$v_o = \frac{h_{fe}R_C}{h_{ie}}(v_{i1} - v_{i2}) = \frac{100 \times 5}{2}(0.01 + 0.01) = 5 \text{〔V〕}$$

また，$v_{i1}=v_{i2}=10$〔mV〕のときは，

$$v_o = \frac{100 \times 5}{2}(0.01 - 0.01) = 0 \text{〔V〕}$$

3. 演算増幅器を用いた回路

(1) 演算増幅器の特性

演算増幅器は，図2-112のような図記号であらわされ，2つの入力端子（反転入力・非反転入力）と，1つの出力端子をもっている。また，ふつう，正負2つの直流電圧を必要とする。

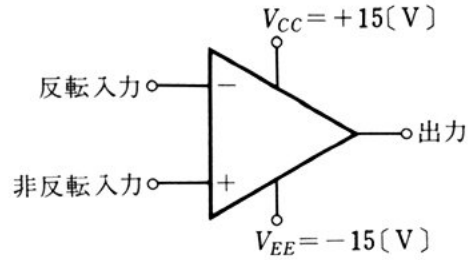



図 2-112 演算増幅器の図記号

表2-7に代表的な演算増幅器の特性例を示す。表中の開放電圧利得とは，反転入力と非反転入力の間に加えられた電圧に対する，出力電圧の比である。

表 2-7 演算増幅器の特性例

特　　性	記号	条　　件	最小	代表値	最大	単位
入力インピーダンス	Z_i	$f=1$〔kHz〕	0.3	1		MΩ
出力インピーダンス	Z_o	$f=1$〔kHz〕		60		Ω
開放電圧利得	A_v	$f=1$〔kHz〕，$R_L\geqq 2$〔kΩ〕	20	100		$\times 10^3$
最大出力電圧	V_{om}	$R_L\geqq 2$〔kΩ〕	±10	±13		V
消費電力	P_{DC}			50	85	mW
入力バイアス電流	I_i			200	500	nA

(2) 演算増幅器の基本動作

表2-7からわかるように，演算増幅器の入力インピーダンスはひじょうに大きく，出力インピーダンスは小さい。また，開放電圧利得はひじょうに大きい。そこで，$Z_i=\infty$, $Z_o=0$, $A_v=\infty$ と仮定すると，図2-113のように演算増幅器をあらわすことができる。

このとき出力電圧 v_o は，

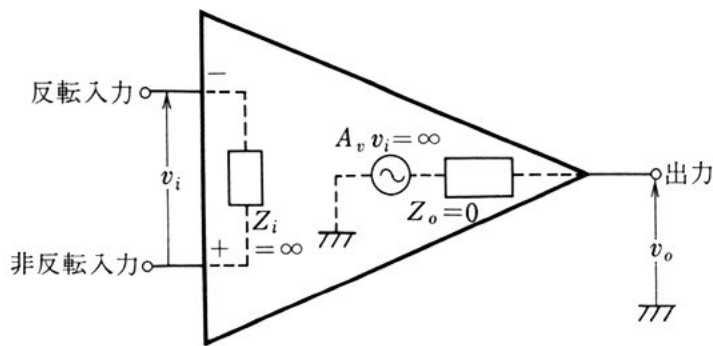



図 2-113　演算増幅器の等価回路

$$v_o=A_v v_i \tag{2-69}$$

であるから，逆に，

$$v_i=\frac{v_o}{A_v} \tag{2-70}$$

となる。$A_v=\infty$ であるから，もし，出力 v_o が有限の電圧であれば，

$$v_i \fallingdotseq 0 \tag{2-71}$$

とならなければならない。すなわち，演算増幅器の出力が有限の電圧のときは，入力端子間にはほとんど電圧が出ないことがわかる。

このように演算増幅器の入力インピーダンス $Z_i=\infty$ であるにもかかわらず，反転入力端子と非反転入力端子間が，あたかも短絡しているように動作するので，この現象を**イマジナルショート**という。

（3） 反転増幅回路

演算増幅器の利得はひじょうに大きいので，そのまま用いることはなく，ふつう，負帰還をかけて使われる。図 2-114 は演算増幅器の基本的な回路であり，出力側から抵抗 R_F を通して反転入力へ負帰還がかけられている。図 2-114 の回路で R_S に流れる電流 I_S は，$Z_i=\infty$ であるので，そのまま R_F に流れる。イマジナルショートを考慮すると，次の式が成立する。

$$\left.\begin{aligned} V_S&=I_S R_S \\ V_O&=-I_S R_F \end{aligned}\right\} \tag{2-72}$$

したがって，この回路全体の電圧増幅度 A_{vf} は，

$$A_{vf}=\frac{V_O}{V_S}=-\frac{R_F}{R_S} \qquad (2-73)$$

となる。図2-114では，$R_S=R_F=10$〔kΩ〕であるから，$A_{vf}=-1$ となる。図2-115は，図2-114の回路で入力電圧 V_S を変えたときの出力電圧 V_O との関係を示した直流増幅特性例である。出力電圧が14.2〔V〕で一定になっているのは，電源電圧 V_{CC}, V_{EE} によって，出力電圧が制限されるためである。

式(2-73)からわかるように，図2-114の回路の電圧増幅度は，抵抗 R_F, R_S の比で決定され，R_F, R_S の値は任意でよい。しかし，

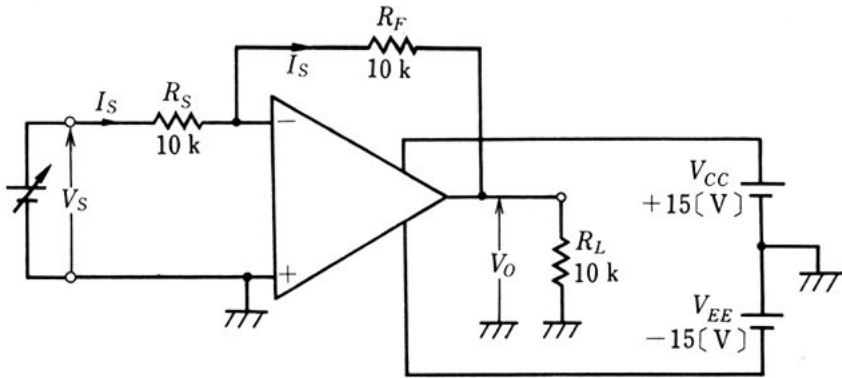



図 2-114 演算増幅器の基本回路

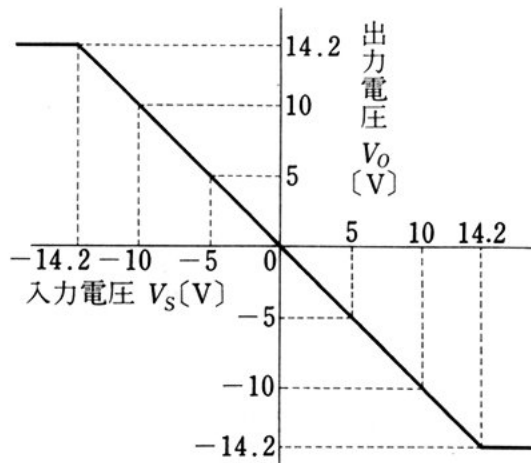



図 2-115 直流増幅特性例

実際には演算増幅器の入出力インピーダンスは表2-7のように有限であるから，これらのインピーダンスの影響が無視できるようにR_F, R_Sには数〔kΩ〕~数百〔kΩ〕の抵抗を使用する。

式(2-73)に負の符号がついており，図2-114の回路の出力電圧は入力電圧に対して位相が反転するため，この回路を**反転増幅回路**または**逆相増幅回路**という。

図 2-116

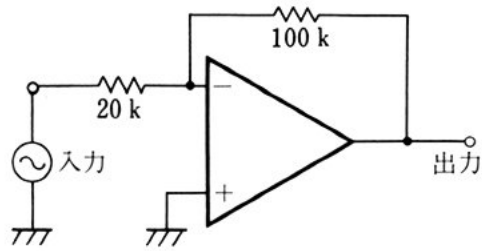
問 18. 図2-116の回路の入力として0.1〔V_{p-p}〕①の正弦波交流を反転入力端子に加えた場合の電圧増幅度を求め，入力波形と出力波形の位相関係を図示せよ。

(4)　非反転増幅回路

図2-117(a)の回路は，入出力電圧の位相関係が同相となるので，**非反転増幅回路**または**正相増幅回路**という。

イマジナルショートを考慮すると，反転入力端子の電圧と非反転入力端子の電圧が等しいから，

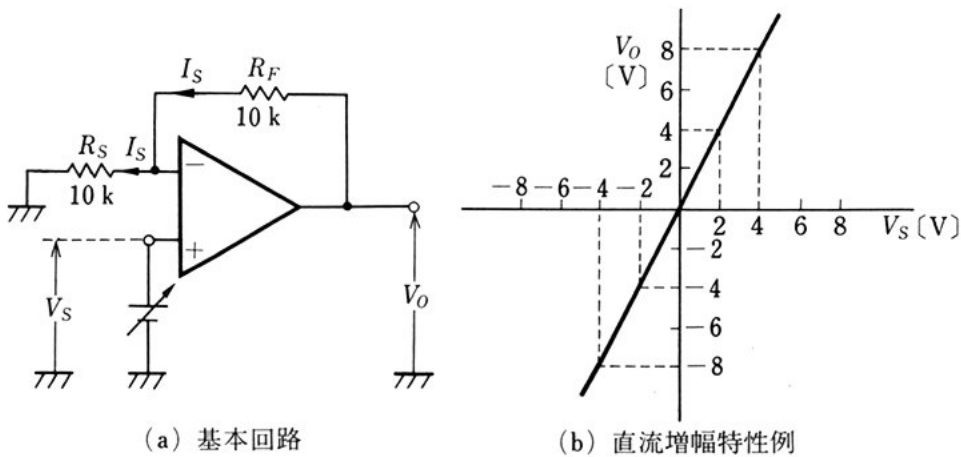



図 2-117　非反転増幅回路

① 電圧波形の山と谷の間の値で，ピークピーク値という。

$$R_S I_S = V_S$$

となる。また，

$$(R_S + R_F) I_S = V_O$$

であるから，電圧増幅度 A_{vf} は，

5

$$A_{vf} = \frac{V_O}{V_S} = 1 + \frac{R_F}{R_S} \qquad (2-74)$$

となる。図 2 - 117 (a) では，$R_F = R_S = 10$〔kΩ〕であるから，$A_{vf} = 2$ となり，入出力電圧の関係は図 2 - 117 (b) のようになる。

10 **問 19.** 図 2 - 118 の回路で，入力電圧 v_s が 100〔mV〕のとき，出力電圧 v_o はいくらか。

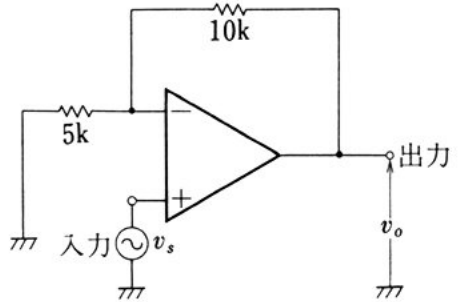



図 2 - 118

4. その他の IC 増幅回路

ここでは，帰還形交流増幅用 IC，および電力増幅用 IC を用い

15 た応用回路について学ぶことにする。

（1） 前置増幅回路

図 2 - 119 は，帰還形交流増幅用 IC の代表的な例を等価回路に置き換えたもので，全段とも直結方式である。Tr_1 のエミッタには，出力側から入力側に負帰還をするために，負帰還端子が用意されて

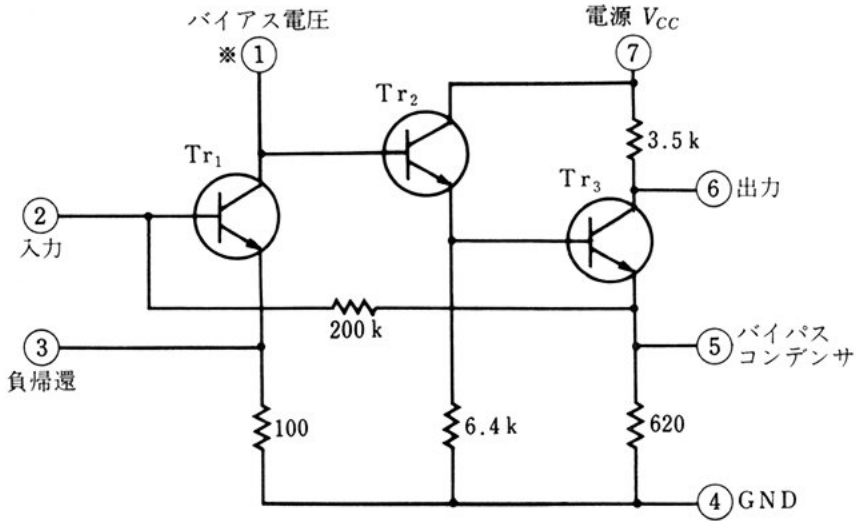
20 いる。Tr_2 はレベルシフトとインピーダンス変換の役割をしている。Tr_3 はエミッタ接地であり，620〔Ω〕をコンデンサでバイパスするための端子がある。また，Tr_3 のエミッタから Tr_1 のベースに向かって，200〔kΩ〕の抵抗により，直流的に負帰還がかかり，バイアスが安定化されている。

※ ○の中の数字は端子番号であって，図2-120の端子の番号と対応させてある。

図 2-119　帰還形交流増幅用 IC の等価回路

図2-120は，図2-119で示されたICを使用した前置増幅回路（プリアンプ）の例である。30〔pF〕のコンデンサは，回路の発振防止用に用いられている。帰還回路の Z_F に図2-121のような回路を接続することによって利得の周波数特性を変えることができる。

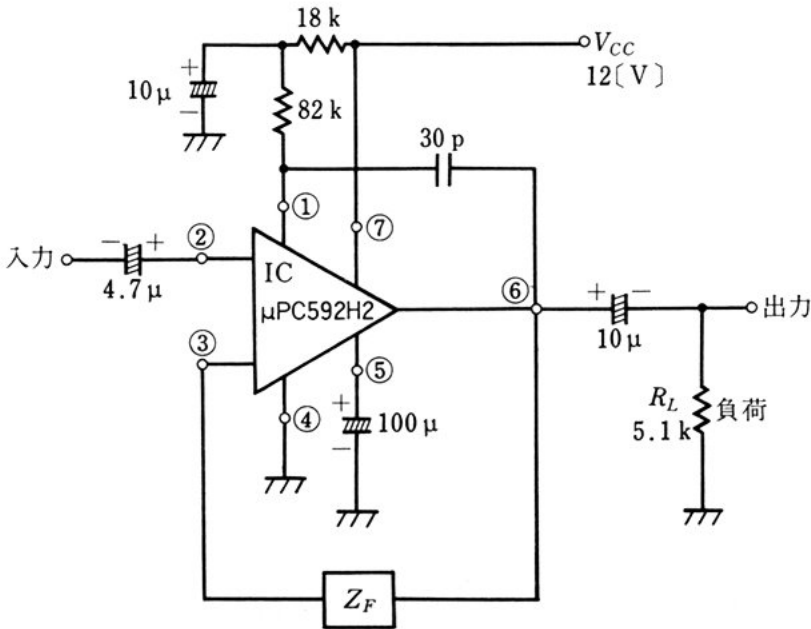



図 2-120　前置増幅回路例

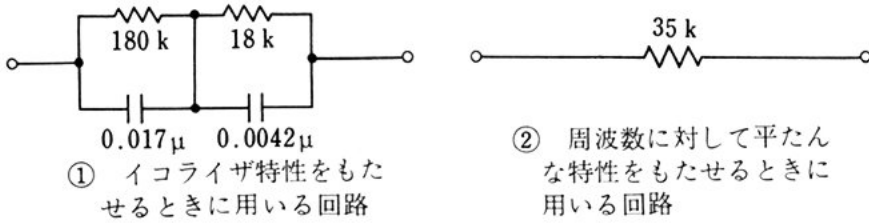



図 2-121 Z_F として接続する回路例

(2) IC電力増幅用回路

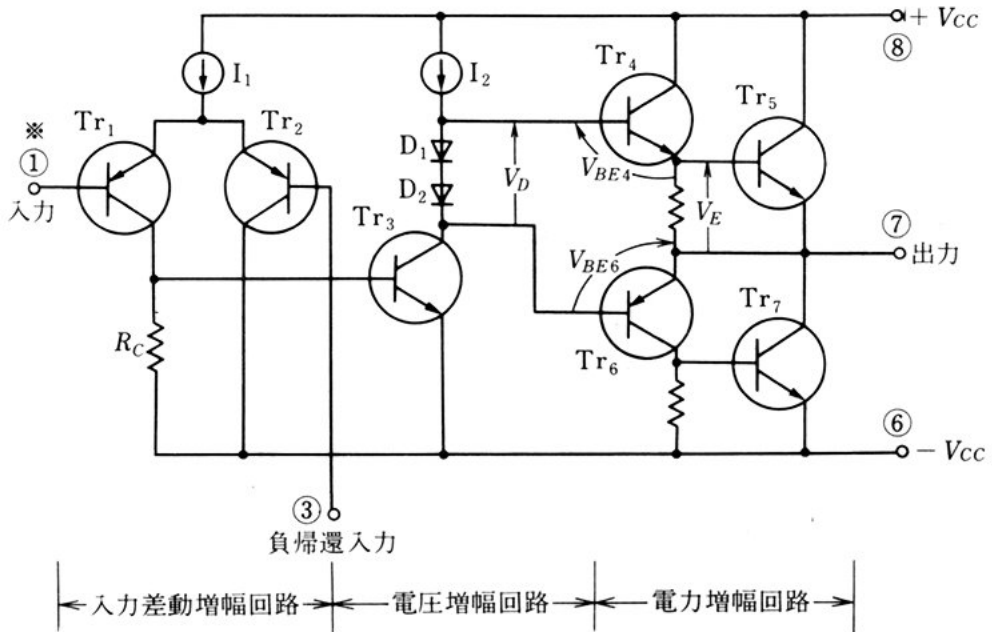
図2-122に，電力増幅用IC（パワーIC）の基本的な回路構成を示す。入力回路には差動増幅回路が用いられている。Tr_2 のベースは，出力側から負帰還電圧を入力するための負帰還入力端子となっている。電流源 I_1, I_2 は，Tr_1～Tr_3 にバイアス電流を流すための直流定電流源である。Tr_3 は電圧増幅回路で，ダイオード D_1, D_2 は Tr_4 と Tr_6 とに，ベース・エミッタ間の電圧 V_{BE4}, V_{BE6} を与えるために使われ，次の式が成立する。

※ 端子番号は，図2-123の端子のうち，電力増幅に関係する端子の番号と対応させてある。

図 2-122 電力増幅用ICの基本回路

$$V_D = V_{BE4} + V_E + V_{BE6} \qquad (2-75)$$

また，ダイオード D_1, D_2 は，温度補償の役割もしている。

出力は，Tr_4 と Tr_5 が1つの npn 形トランジスタ，Tr_6 と Tr_7 が1つの pnp 形トランジスタと同じはたらきをし，相補形 OTL 回路となっている。実際に IC を使って増幅回路をつくるときには回路を安定に動作させるため，いくつかの補償用コンデンサとバイパスコンデンサを外付けする必要がある。

図 2-123 は，出力電力 15〔W〕のハイブリッド IC を使用した電力増幅用回路例である。帰還回路は R_1 および Z_F によって構成されている。直流的には C_F は開放であるから，出力から負帰還入力端子へ直流で強い負帰還がかかり，バイアスが安定化されている。利得を変化させたいときは，R_F の値を変えればよい。電力増幅用回路では，とくに熱に対する注意が必要で，IC に放熱板を取り付けるなどして，じゅうぶん放熱を行わなければならない。

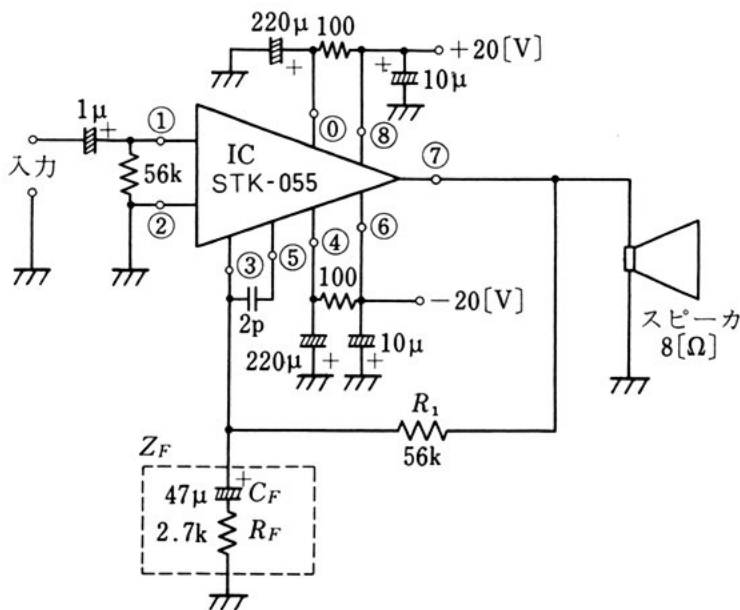



図 2-123 IC を用いた電力増幅用回路例

問　題

1. 直流電流増幅率 h_{FE} と，小信号電流増幅率 h_{fe} との違いを説明せよ。

2. 図 2－124 の基本増幅回路において，次の問に答えよ（ただし，$h_{ie}=2$〔kΩ〕，$h_{fe}=160$）。トランジスタの静特性は，図 2－125 とする。

(1) 負荷線を引き，動作点の位置を $V_{CE}=V_{CC}/2$ となるように定めよ。このとき I_B の値はいくらか。

(2) 動作点における h_{FE} の値を求めよ。

(3) 各増幅度を簡易等価回路によって計算せよ。

(4) 入力電圧 $v_i=10$〔mV〕のとき，出力電圧 v_o はいくらか。

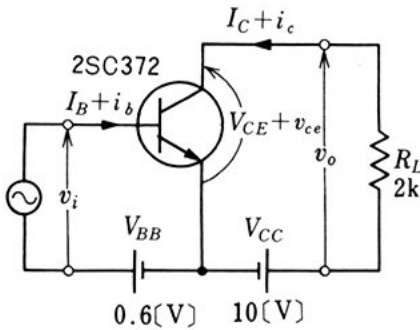
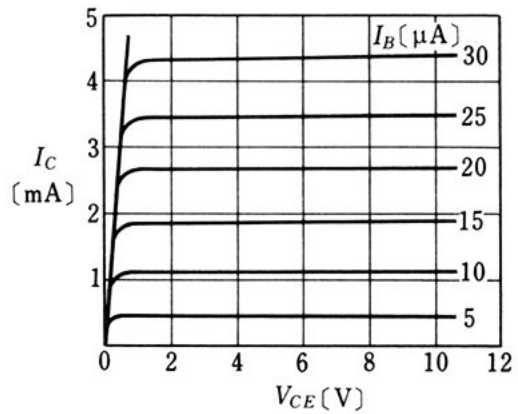



図 2－124　　図 2－125

3. 86 ページ図 2－31 の電流帰還バイアス回路で，$I_C=2$〔mA〕に設定するには，R_A, R_B, R_E はいくらにすればよいか。ただし，$h_{FE}=200$, $V_{CC}=12$〔V〕, $V_E=2$〔V〕, $V_{BE}=0.6$〔V〕で, I_A は I_B の 20 倍流すものとする。

4. 図 2－126 の電流帰還バイアス回路のトランジスタの各電極とアース間の電圧 V_B, V_E, V_C を求めよ。ただし，$I_B≒0$ とし，I_B を無視してよい。また，$V_{BE}=0.6$〔V〕とする。

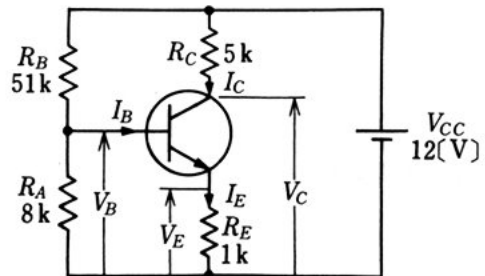



図 2－126

5. 図 2－127 の CR 結合増幅回路において，次の問に答えよ。

ただし，$h_{ie}=3$〔kΩ〕，$h_{fe}=120$，$h_{re}=2\times10^{-4}$，$h_{oe}=20$〔μS〕とする。

(1) 直流負荷と，交流負荷の値はいくらか。

(2) h パラメータによる等価回路をかけ。

(3) 中域周波数における電圧増幅度を求めよ。

(4) しゃ断周波数を 20〔Hz〕として，C_E の値を求めよ。ただし，結合コンデンサ C のインピーダンスは無視できるとしてよい。

(5) C_E がないときの電圧増幅度はいくらか。

図 2－127

6. 図 2－128 の A 級電力増幅回路で，最大出力 100〔mW〕を得るとき，次の各値を求めよ。ただし，回路の損失はないものとする。

(1) 出力変成器のインピーダンス比 $Z_1:Z_2$

(2) 出力変成器の巻数比 n

(3) コレクタ電流 i_C の平均値

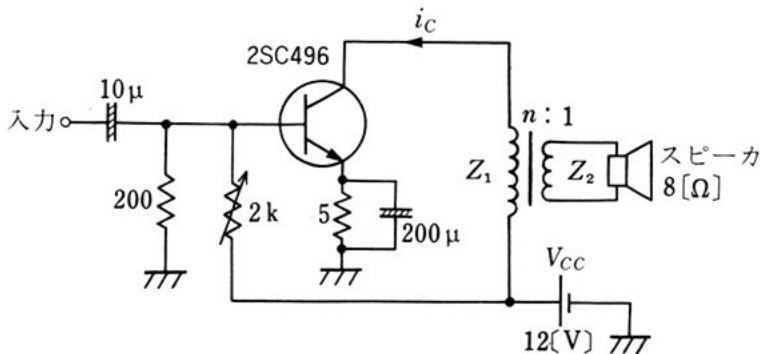



図 2－128

7. 図 2－129 の B 級 PP 電力増幅回路で，最大出力 5〔W〕を得るとき，次の各値を求めよ。ただし，回路の損失はないものとする。

(1) 出力変成器のインピーダンス比 $Z_1:Z_2$

(2) 各トランジスタのコレクタ損失の最大値 P_{Cm}

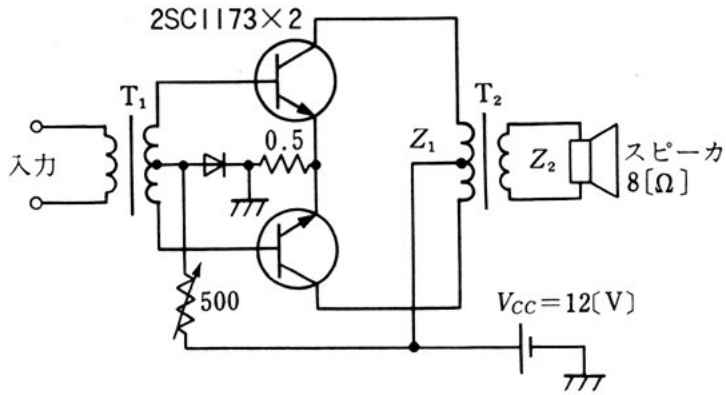



図 2－129

(3)　最大出力時の電源の消費電力 P_{DC}

8.　SEPP 電力増幅回路で電源電圧に 25〔V〕を用いて，16〔Ω〕のスピーカをつないだとき，最大出力電力の理想値はいくらか。

9.　同調周波数 f_0＝455〔kHz〕，C＝200〔pF〕，r＝25〔Ω〕のとき，図 2－130 の同調回路の次の値を求めよ。

(1)　インダクタンス L

(2)　この回路の Q

(3)　帯域幅 B

(4)　並列抵抗 R_p

図 2－130

10.　図 2－131 の回路の出力電圧 v_o を求めよ。

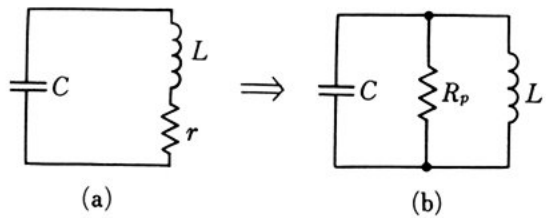
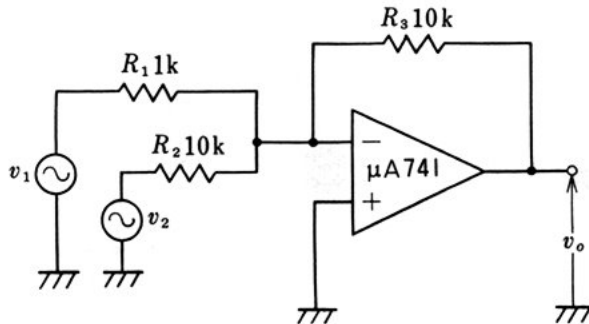
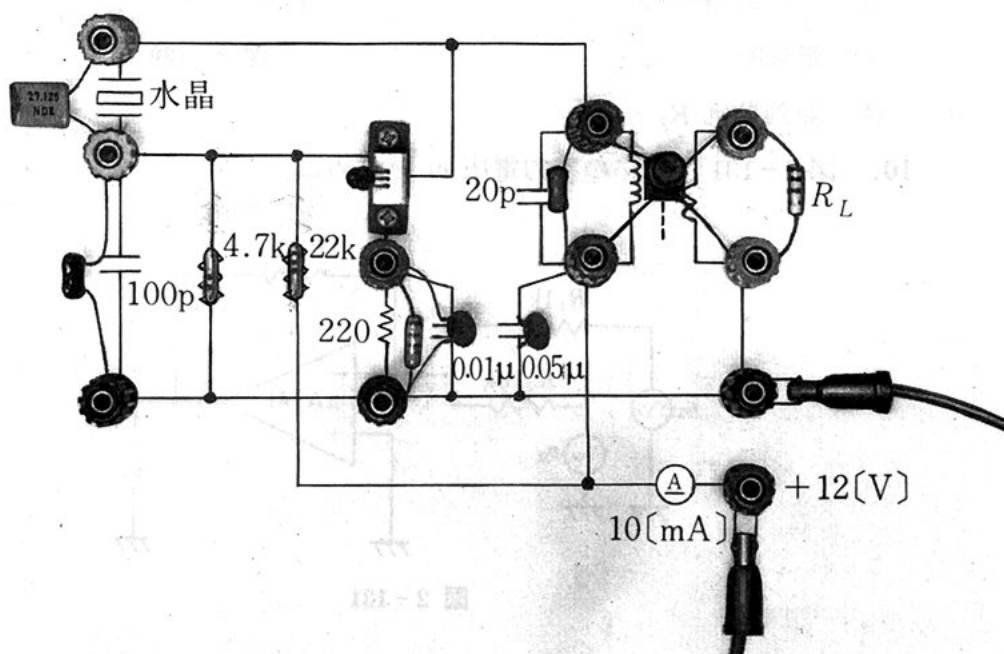
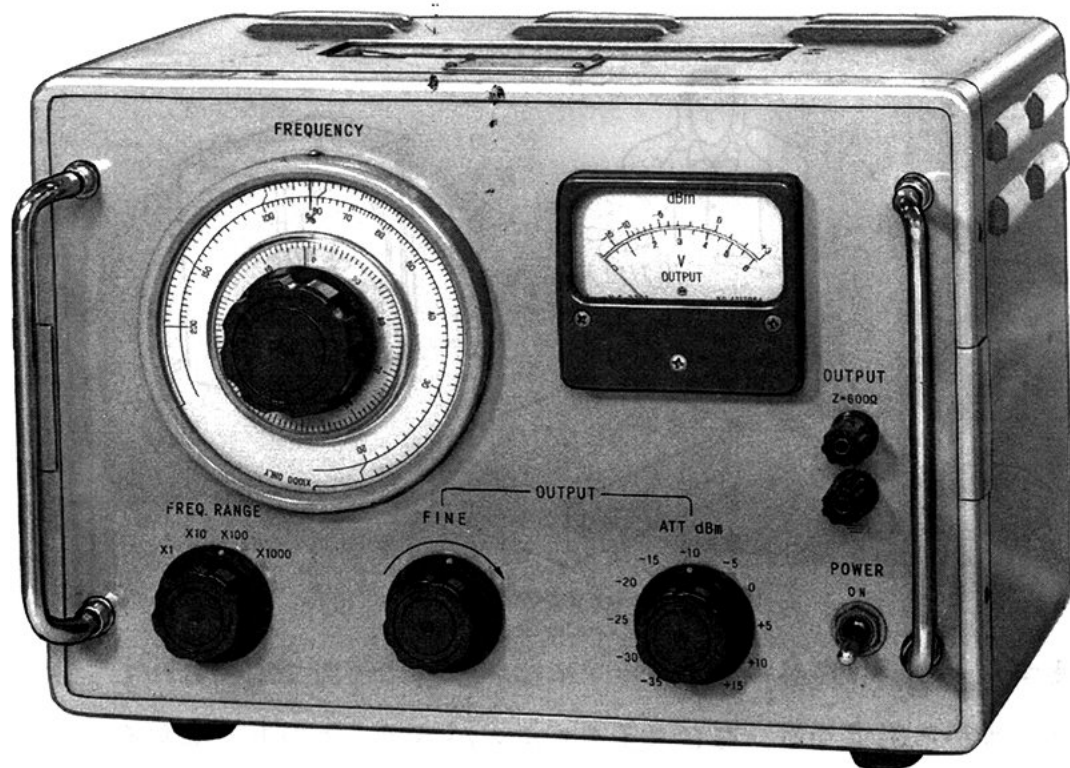



図 2－131

発振回路

私達が日常用いている直流は，乾電池や蓄電池から得られる。また身近で使う50〔Hz〕や60〔Hz〕の正弦波交流は，発電機でつくられている。

しかし，機械的な力によって磁界中のコイルを回転させることによってつくりだせる交流の周波数には，回転数に限界があるために限度があり，交流の発生用機器としては，構造的にも安定性の面からも，得ようとするすべての交流を発生させることはできない。

実験用水晶発振回路の例（195ページ参照）

発振回路によれば，1〔Hz〕以下の低い周波数から，発電機では不可能な高い周波数の交流まで発生させることができる。また，いろいろな波形の交流も発生させることができ，構造的にも小さく，安定な交流を得ることができる。

この章では，このような発振回路の原理や回路の種類，その特徴，実際の回路例について学ぶ。

***CR*発振器の例**　回路測定に用いる低周波 CR 発振器の例で，0.1〔Hz〕から，1〔MHz〕まで周波数を変えることができる。

1.　発振回路の基礎

発振回路の原理と，回路が発振するための条件などについて学ぶ。

1.　発振回路のなりたち

正弦波交流や非正弦波交流をつくり出す電子回路を，**発振回路**という。正弦波交流の発振回路が，どのような原理によってつくられているかを調べてみよう。

図3-1のようにして，マイクロホンをスピーカに近づけると，スピーカからキーンという大きな音が出ることがある。この現象は発振回路の動作原理に似ているので，そのしくみを調べてみる。

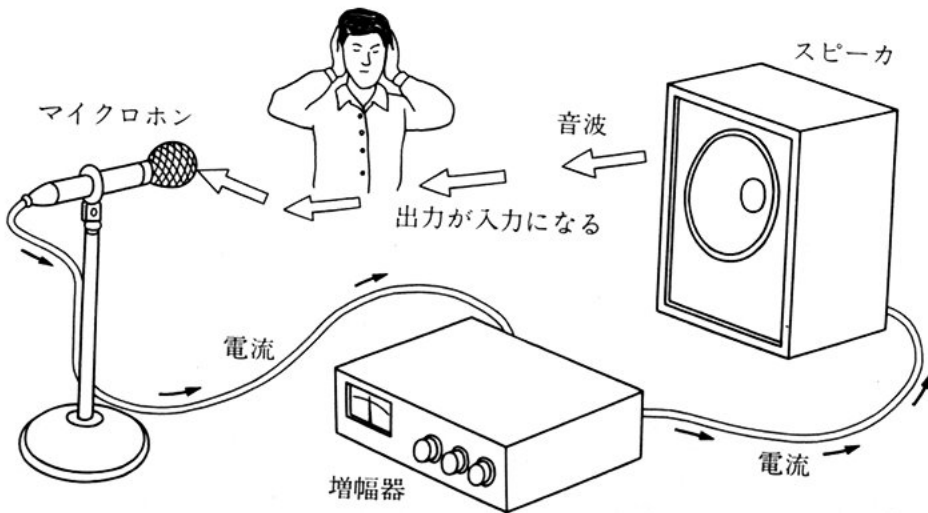



図 3-1　ハウリング現象

まず，人の話し声がマイクロホンにはいり，増幅器で増幅されてスピーカから出てくる。もしマイクロホンがスピーカの近くにあると，スピーカからの出力が，人の話し声とともにふたたびマイクロホンの音声入力となる。スピーカからマイクロホンにはいってきた

音の大きさが，最初にマイクロホンに入れた音声の大きさよりも大きいと，これがまた増幅器で増幅されるので，マイクロホンへの入力がますます大きくなり，スピーカからの出力は増幅器の限界まで増大する。

このとき，マイクロホンへの人の話し声が途絶えても，ほんのわずかな時間遅れて出てくるスピーカの出力が，マイクロホンの入力となるので，この循環作用は途絶えることはない。この結果，マイクロホンに人の話し声を入れなくても，スピーカからは，その増幅器の性能いっぱいの出力が連続して出てくることになる。このような現象を**ハウリング現象**といい，発振現象の一種である。

次にこのような発振現象の循環経路について調べてみる。マイクロホンは音波を電気振動に，スピーカは電気振動を音波に変えているので，スピーカとマイクロホンの間は，音波によって結ばれている。また，マイクロホンから増幅器を通り，スピーカまでは電気振動によって結ばれている。

ここで音波によって結ばれている部分を取り除き，増幅器の出力の電気振動を，図3-2の破線のように，直接増幅器の入力へ帰すことによって，電気振動だけによる循環経路をつくることができる。

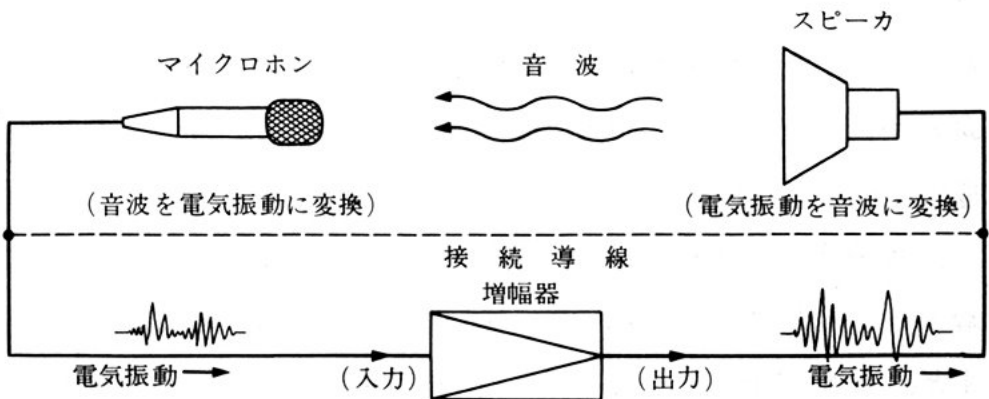



図 3-2　ハウリング現象の循環経路

図3-3は，増幅器の出力の一部を入力にもどすように接続して，電気振動だけによる循環回路をつくったものである。増幅器の電源スイッチを入れると，最初に雑音などにより増幅器の内部に発生した電気振動が，循環を繰り返すことにより持続し，発振回路となる。これが発振回路のなりたちである。以上のことから発振回路は，前章で学んだ帰還増幅回路の変形であることがわかる。

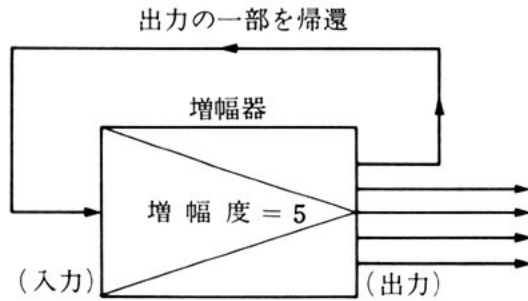



図 3-3　増幅器に帰還をかける

2.　発振回路の原理

発振回路のなりたちがわかったので，実際の回路ではどのようになっているかを調べてみる。

図3-4は，変成器結合の増幅回路を用いた発振回路の原理図である。

入力端子 aa′ 間の入力電圧が図に示した①のような波形であると，トランジスタのコレクタ電圧は，位相の反転した②のような波形となる。変成器コイルの一次側と二次側の巻き方向が互いに反対向きであるならば，二次側の出力端子 bb′ 間には③のような出力電圧波形が得られる。

③の波形は①の波形と同じ位相である。そこで増幅回路の出力端子 b と入力端子 a を結んで，bb′ 間の出力を aa′ 間の入力にもどすと，b-b′ 端子からもどってくる③の電圧により，入力電圧が維持されるため，出力も連続して得られる。

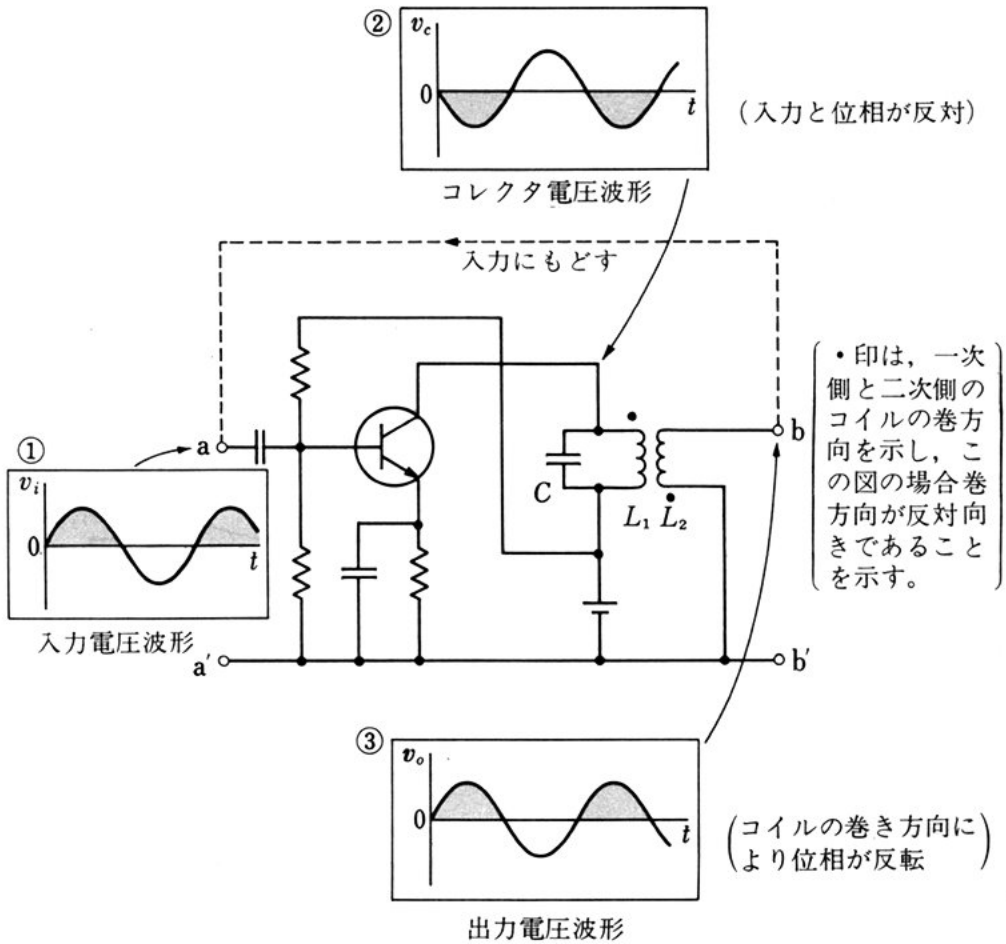



図 3-4 発振回路の原理図

入力電圧 v_i と，出力 v_o から帰還される電圧は同相であることから，図 3-4 は正帰還回路である。

実際の発振回路では，①の入力電圧をあらかじめ加えなくても，回路中の雑音などが入力となり，発振する。

このように変成器結合の増幅回路の入力と出力の位相を考慮して，帰還回路をつくることにより，発振回路をつくることができるが，単に入力と出力を接続するだけでは，発振しないことがある。帰還増幅回路が発振回路となるには，一定の条件を満たす必要があるからである。次に発振の条件について調べてみよう。

(1) 発振の条件

図3-4に示したように，入力電圧を出力からもどした電圧（帰還電圧）で置き換えるには，次の条件が必要である。

① 帰還電圧と入力電圧の位相は同じ（正帰還）でなければならない。

② 出力電圧が時間とともに減衰しないためには，入力へもどってきた電圧が，もとの入力電圧より大きいか，等しくなければならない。

この2つの条件を満たした場合，回路は発振する。発振回路を図3-5のような帰還増幅回路であらわして，発振条件を見直してみよう。

図 3-5 帰還増幅回路の電圧増幅度と帰還率

増幅回路の電圧増幅度をA_v，帰還回路の帰還率をβとする。

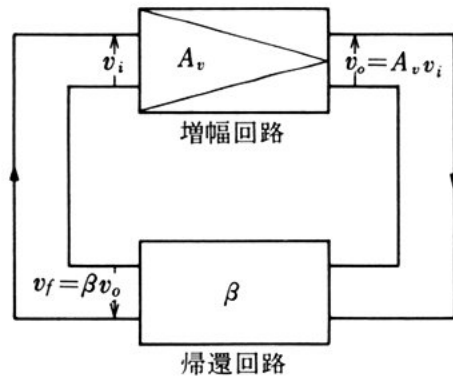



図3-5から，増幅回路の入力電圧v_iと，帰還電圧v_fの間には，

$$v_f=A_v\beta v_i$$

の関係がある。帰還電圧v_fを入力電圧として利用し，出力を維持するためには，帰還電圧v_fと，入力電圧v_iが同相でなければならない。すなわち，

① $A_v\beta$の位相角は0である。

次に，v_fの大きさがv_iの大きさより大きいか，等しくなければならないことから，

② $A_v\beta\geqq 1$でなければならない。

この2つの条件①，②を同時に満たすとき，図3-5は発振回路となる。

② の条件で $A_v\beta>1$ であるならば，増幅回路の出力がしだいに大きくなる。このまま進むと出力は無限に大きくなりそうであるが，実際の増幅回路では，出力がある値以上で飽和して振幅の増大を妨げ，等価的に増幅回路の利得が下がり，発振の振幅は一定値となる。

5

(2) 単一周波数の発振

発振回路の中で循環を繰り返す電圧や電流は，無数の周波数成分を含んでいるから，特定の周波数の発振回路をつくるには，図3-6のように，周波数の選択性のある回路（周波数選択回路）を入れる必要がある。周波数選択回路を入れると，特定の周波数だけの信号が回路を循環することになり，単一周波数の発振回路ができる。

10

ふつう，帰還回路にコイル，コンデンサ，抵抗などの素子を入れて，周波数選択特性をもたせる。図3-4の場合は，L_1 と C の並列共振回路（同調回路）が，周波数選択回路である。

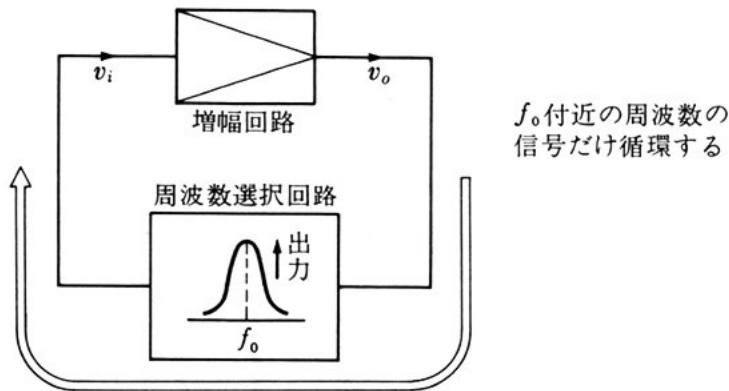



図 3-6 周波数選択回路

問 1. 発振回路の中に周波数選択回路がないとどうなるか，考えてみよ。

15

2. *LC* 発 振 回 路

周波数選択回路をコイル L[①]とコンデンサ C を用いて構成する発振回路を，**LC 発振回路**という。

LC 発振回路には，コイルとコンデンサの使い方によっていくつかの種類がある。ここでは，これらの回路がどのようにして発振し，また，実際の回路はどうなっているかについて学ぶ。

1. 反結合発振回路

図3-7のように，2組のコイル L_1, L_2 が，相互誘導 M で結合して帰還回路を構成している回路を，**反結合発振回路**という。

この回路のトランジスタの負荷は，コレクタにはいっている L_1 と C の共振回路である。このため，コレクタ電流が無数の周波数成分をもつ振動電流であっても，共振回路のインピーダンスは，共振周波数に近い振動電流に対しては大きな値を示すが，それ以外の周波数の振動電流に対しては，インピーダンスが小さくなるため，

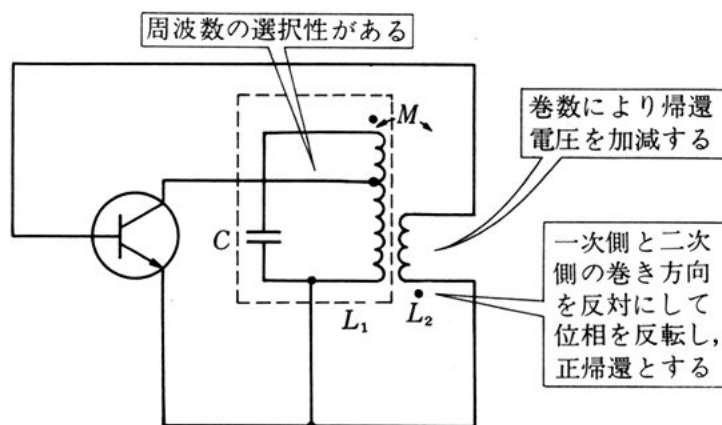



図 3-7　反結合発振回路

---

① 本章では，インダクタンス L をもつコイルをコイル L とあらわす。

コレクタが交流的に接地されることになる。

そのためコイル L_2 に誘導され，ベースに帰還される電流は，L_1 と C の共振周波数に近いものだけとなる。

したがって，この発振回路の発振周波数 f は，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}} \tag{3-1}$$

となる。

また，コレクタにはいっている共振回路の Q が大きいと，図3-8(a)のように共振周波数に近いものだけが能率よく入力側に帰還され，周波数の選択性がよくなり，発振周波数が安定になる。

しかし，Q が大きく，共振したときのインピーダンスが大きな共振回路でも，出力インピーダンスの小さなトランジスタ回路を接続すると，動作時の共振回路のインピーダンスが小さくなり，第2章で学んだように，実効的な Q が低下して，発振周波数が不安定になる。そこで，共振したときのインピーダンスにあまり大きな影響を与えないように，トランジスタ回路を接続するために，図(b)のようにコイルのインピーダンスの低い位置から中間タップを出して

(a) 周波数の選択性　(b) インピーダンス整合

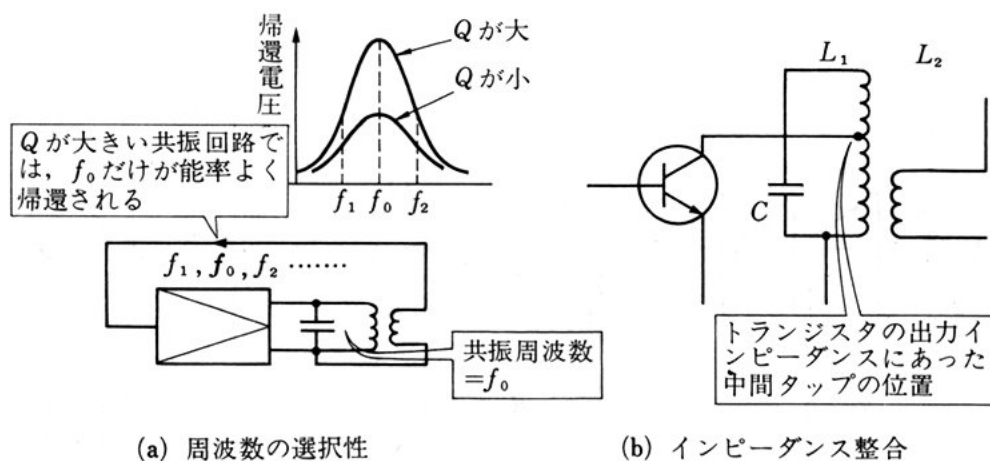



図 3-8 共振回路の Q とインピーダンス整合

接続する方法をとる。

反結合発振回路の実際例

図3－9は反結合発振回路の実際例である。回路はエミッタ接地コレクタ同調方式となっている。

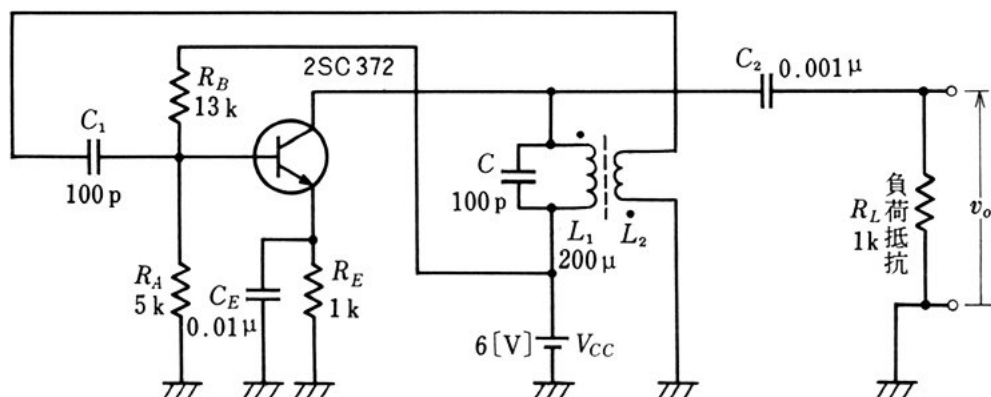



図 3－9　エミッタ接地コレクタ同調反結合発振回路例

発振周波数は，コイル L_1 の中のコアの位置を動かすことによって，少し変化させることができ，発振回路の出力はコレクタからコンデンサ C_2 を通して負荷抵抗 R_L によって取り出すことができる。

エミッタには発振回路の出力を安定にするために，エミッタ抵抗 R_E を入れる。R_E の値を変えるとトランジスタのバイアスが変わるため，出力電圧や波形が変化する。R_E の値が小さいと図3－10(a), (b)のように出力は大きくなるが，発振波形がひずむ。

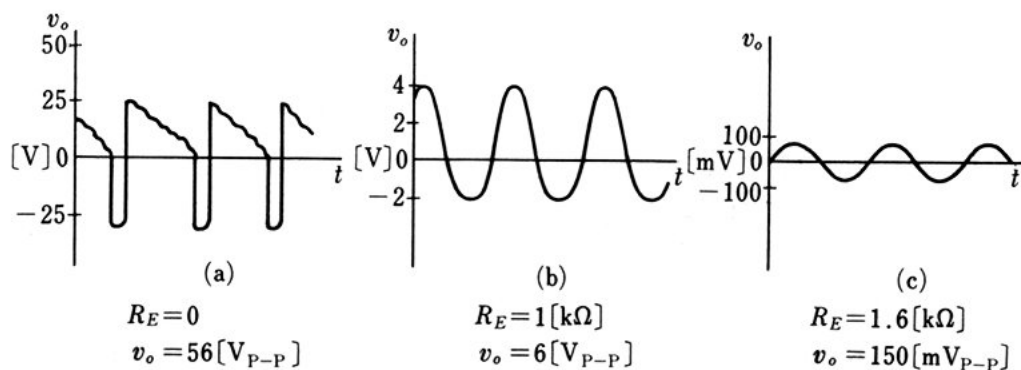



図 3－10　R_E と発振波形

また，R_E の値を大きくしてその回路にとって適切な値とすると，図(c)のように発振波形は正弦波になる。さらに R_E の値を大きくするとしだいに出力が小さくなり，ついには発振が停止してしまう。

図3-9の C_E は交流的に R_E をバイパスするためのはたらきをするバイパスコンデンサである。

<例題 1>

図3-9の反結合発振回路の発振周波数を求めよ。

解 求める発振周波数 f は，式(3-1)から，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_1C}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{200\times10^{-6}\times100\times10^{-12}}}$$

$$\fallingdotseq 1.13\times10^{6}\,[\mathrm{Hz}]=1.13\,[\mathrm{MHz}]$$

となる。

2. ハートレー発振回路

反結合発振回路では，相互誘導作用で結合した2つのコイルを用いて帰還を行ったが，1つのコイルの中間からタップを出して帰還させることもできる。

図3-11において電源の電圧の方向はいずれの向きであっても，中間タップ c 点からみたコイルの a 端，b 端の電圧位相は，180° の位相差をもっているので，図3-7でコイル L_1 と L_2 の巻き方向を逆にしたと同じ効果があらわれる。M はコイル L_1 と L_2 間の相互インダクタンスである。

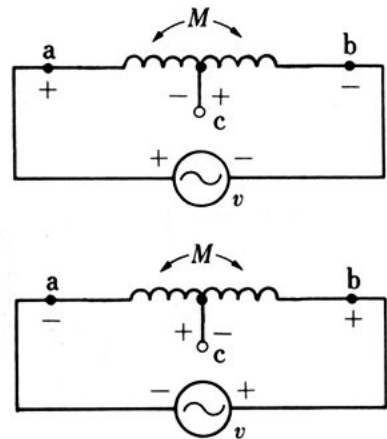



図 3-11 コイルの中間タップ

図3－11の中間タップのついた単一コイルを使って，発振回路を構成すると，図3－12のようになる。

L_1：一次コイルのインダクタンス
L_2：二次コイルのインダクタンス

図 3－12　ハートレー発振回路

図のような発振回路を，**ハートレー発振回路**とよび，その発振周波数 f は，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}} \tag{3-2}$$

となる。

ハートレー発振回路は，図3－13のようにあらわすことができる。ただし，Xはそれぞれの素子のリアクタンスである。

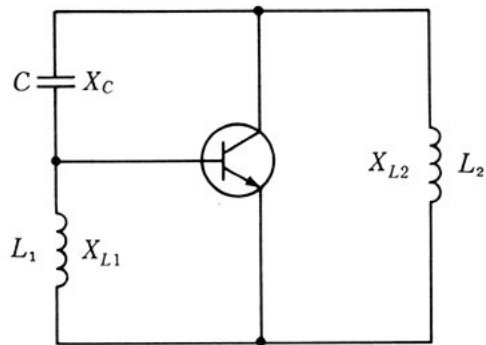



図 3－13　ハートレー発振回路の電極間リアクタンス

ハートレー発振回路の実際例

図3－14はハートレー発振回路の実際例である。ベースへの帰還量は，コイル L_1, L_2 の巻数比によって決まる。

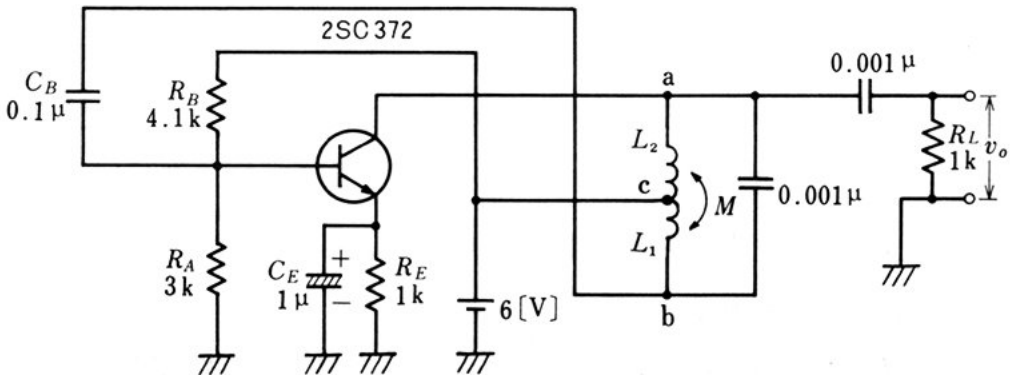



図 3－14　エミッタ接地ハートレー発振回路例

エミッタにはいっている R_E と C_E のはたらきは，反結合発振回路と同じである。C_B はベースとコレクタの直流電位が異なるので，直流分を通さないために用いられている。

<例題 2>

図 3－14 において，$L_1=200$〔μH〕，$L_2=50$〔μH〕，結合係数 k を 1 とするとき，発振周波数を求めよ。

解　式 (3－2) の相互インダクタンス M は，

$$M=k\sqrt{L_1L_2}=\sqrt{200\times10^{-6}\times50\times10^{-6}}$$
$$=100\times10^{-6}\text{〔H〕}$$

となり，求める発振周波数は，式 (3－2) から，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{(L_1+L_2+2M)C}}$$
$$=\frac{1}{2\pi\sqrt{(200\times10^{-6}+50\times10^{-6}+2\times100\times10^{-6})\times0.001\times10^{-6}}}$$
$$\fallingdotseq0.24\times10^{6}\text{〔Hz〕}=240\text{〔kHz〕}$$

3. コルピッツ発振回路

ハートレー発振回路では，入力への帰還のために，180° の位相差をもった電圧を得る方法として，中間タップを基準にしたコイルの両端の電圧を使ったが，同じようなことを，コンデンサを用いて行うこともできる。

図 3－15 において，電圧の方向はいずれであっても，中間点 c からみた a 端，b 端の電圧は 180° の位相差をもっているので，図 3－7 でコイル L_1 と L_2 の巻き方向を逆にしたのと同じ効果がある。これを用いて発振回路を構成すると，図 3－16 のようになる。これを，**コルピッツ発振回路**とよぶ。

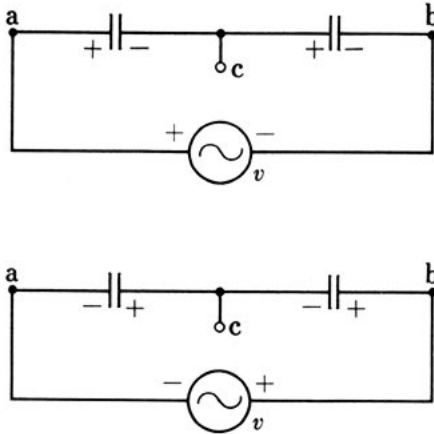
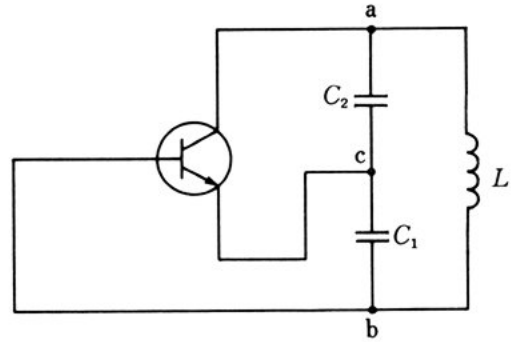



図 3－15　コンデンサの中間点　　　図 3－16　コルピッツ発振回路

図3－16の発振回路の発振周波数fは，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)}} \tag{3-3}$$

となる。

図 3－17　コルピッツ発振回路の電極間リアクタンス

コルピッツ発振回路の発振周波数は，ハートレー発振回路に比べて安定である。

コルピッツ発振回路において，トランジスタの各電極間のリアクタンスは，図3－17のようになる。

コルピッツ発振回路の実際例

図3－18はコルピッツ発振回路の実際例である。

C_1とC_2の中間点から直流電源を加えることができないので，R_Cを通してコレクタに電流を流す。

C_3はコレクタとベースの直流電圧の分離のために入れてある。

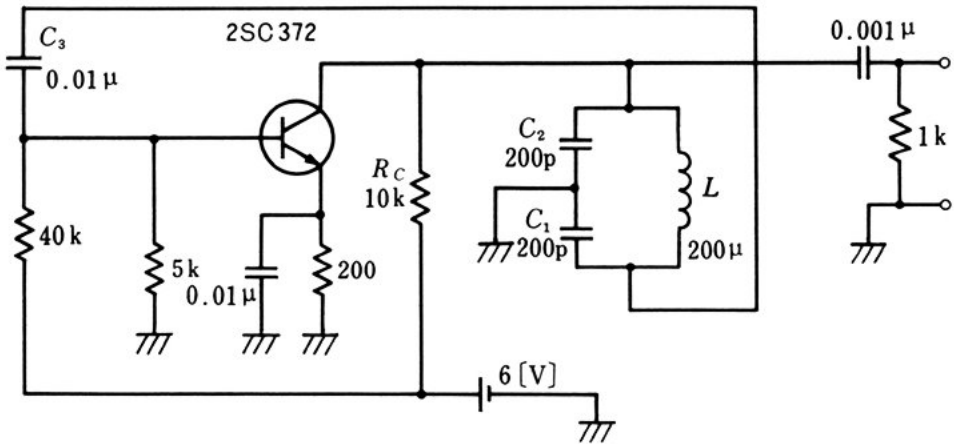



図 3-18　エミッタ接地コルピッツ発振回路例

＜例題 3＞

図 3-18 の発振回路の発振周波数を求めよ。

解　求める発振周波数 f は，式（3-3）から，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{L\left(\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}\right)}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{200\times10^{-6}\times\left(\frac{200\times200}{200+200}\right)\times10^{-12}}}$$

$\fallingdotseq 1.13\times10^6$〔Hz〕$=1.13$〔MHz〕

4．その他の LC 発振回路例

LC 発振回路では，いままで学んだもののほかに，接地方式や同調箇所の違いによっていろいろな回路が考えられる。実用されている回路のうち，おもなものの原理図を次ページの図 3-19 に示す。

5．LC 発振回路の特徴

LC 発振回路は，帰還回路にコイルとコンデンサによる共振回路を使用しているので，次のような利点があり，広く使用される。

① 数百〔Hz〕から数百〔MHz〕まで広範囲の周波数を発振させることができる。

反結合発振

(a) ベース接地コレクタ同調形　　(b) ベース接地エミッタ同調形

図(a), (b)のベース接地回路は，高い周波数まで平たんな特性で使えるため，広い範囲の可変周波数発振回路がつくれ，調整も簡単である。

ハートレー発振　　コルピッツ発振

(c) コレクタ接地形　　(d) ベース接地形

図(c)では，エミッタの中間タップは全体の1/10～1/5くらいとし，コイルのQをできるだけ高くするようにする。

図(d)の回路は，比較的高い周波数の発振に適する。

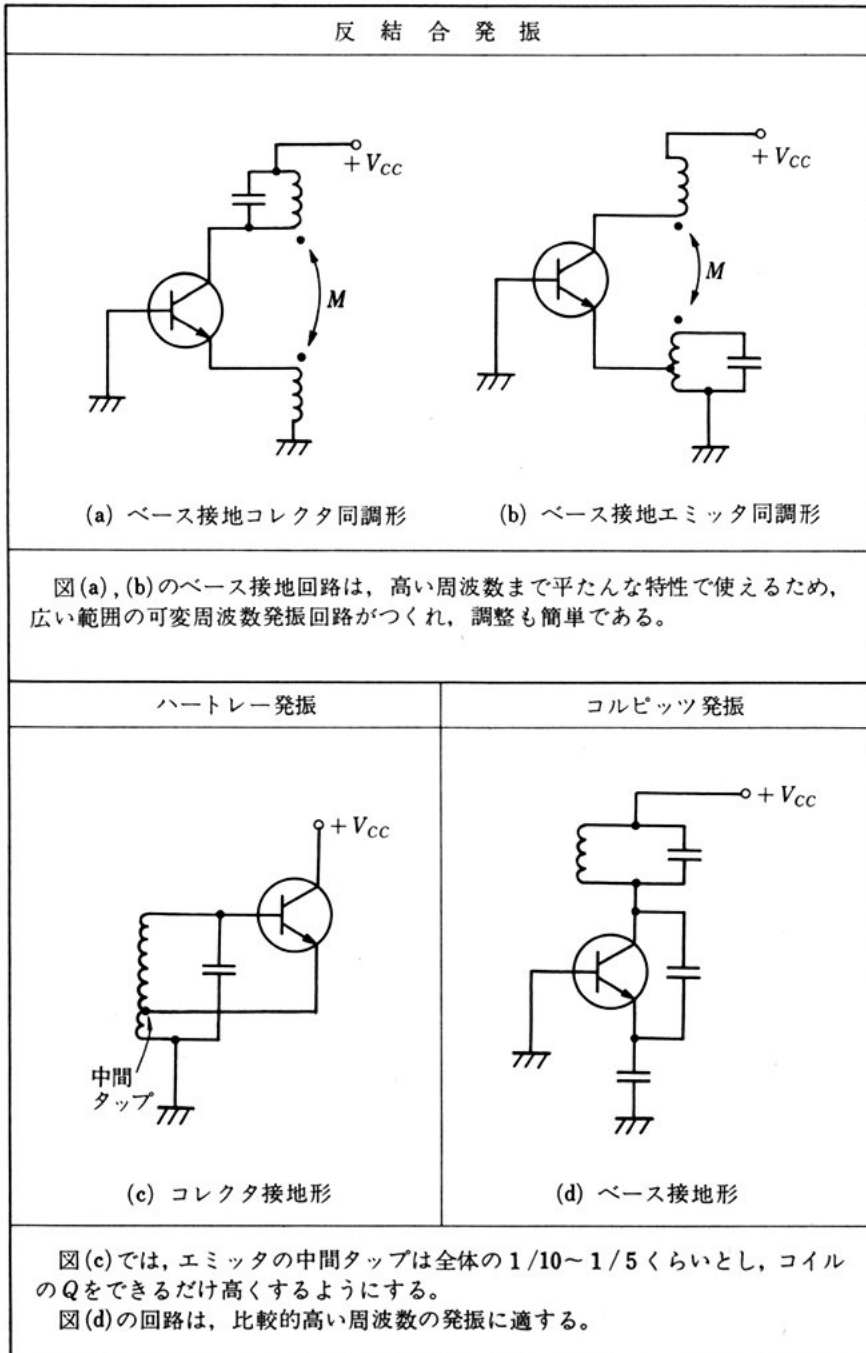



図 3-19　実用されている *LC* 発振回路の原理図

② コイルのタップの位置や巻数を最適値にして，インピーダンスの整合がはかれるので，トランジスタの比較的低い入出力インピーダンスによる共振回路の Q の低下を防ぐことができ，回路の安定性もよくなる。

なお，LC 発振回路では低い周波数で Q の高いコイルをつくりにくいため，低周波（20〔kHz〕以下）の発振器には，あとで学ぶ CR 発振回路が使われる。

LC 発振回路に使用するトランジスタは，電流増幅率が大きく，しゃ断周波数が高いほど発振しやすい。ふつう，しゃ断周波数は発振周波数の10倍以上のものが選ばれる。

6. LC 発振回路の安定化の条件

発振回路の出力は，その発振周波数や振幅がつねに一定であることが望ましい。LC 発振回路を安定に動作させるには，次の点を考慮してつくる必要がある。

① 共振回路の動作時の Q を大きくする。

共振回路の Q が大きいと，共振周波数以外の周波数成分は帰還されにくくなり，発振周波数が安定し，同時に波形も基本波以外の周波数成分を含まないことになり，きれいな正弦波となる。このため，共振回路を構成する L や C に損失の小さなものを使用したり，トランジスタの入出力インピーダンスによって共振回路の Q が低下しないように，結合係数 k を小さくしたり，タップの位置をずらしたりする。

② 発振回路に接続する負荷の影響を少なくする。

負荷の状態が変化すると，発振回路の定数（L, C, Q の値や増幅回路の利得など）が変化して，発振条件が変わってしまう。

そのため，発振回路と接続する他の回路との間に図3-20のように，**緩衝回路**とよばれる，入力インピーダンスが高く，出力インピーダンスが低い増幅回路を入れることがある。

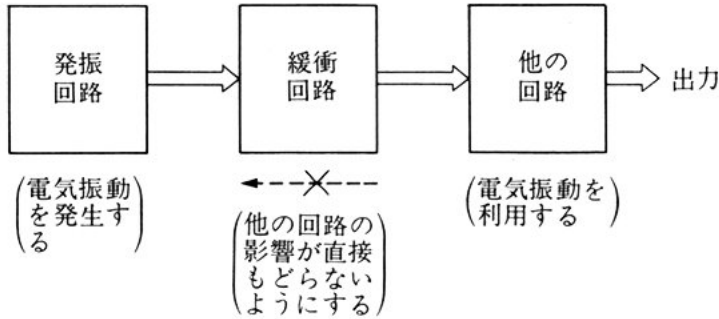



図 3-20　緩衝回路のそう入

③　外部条件の変化による影響を少なくする。

トランジスタの定数は，電源電圧や温度の変化によって変わる。また，共振回路の定数は温度や湿度，まわりの磁気的，静電的影響を受けやすい。そこで，図3-21のように電源電圧の定電圧化を行ったり（第6章参照），温度補償をほどこしたり，磁気的，静電的しゃへいをして，回路の安定化をはかる。

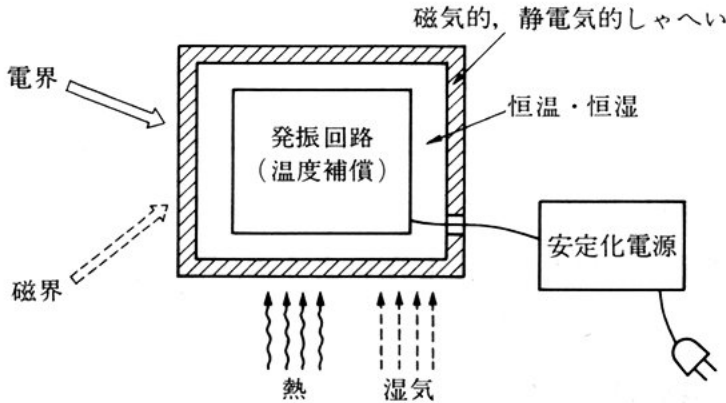



図 3-21　外部の影響のしゃ断

問 2.　LC 発振回路の発振周波数の安定化の条件は何か。

3. CR発振回路

コンデンサ C と抵抗 R を使用して周波数選択回路を構成する発振回路を，**CR 発振回路**という。

ここでは，各種の CR 発振回路の原理と実際の回路について学ぶ。

1. CR 発振回路の種類

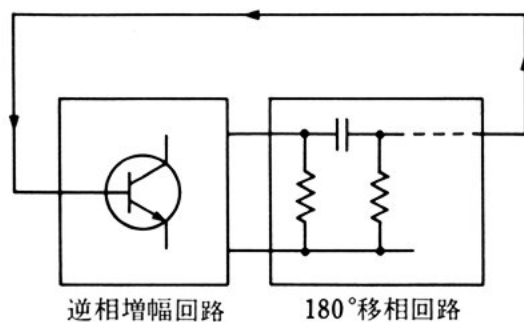
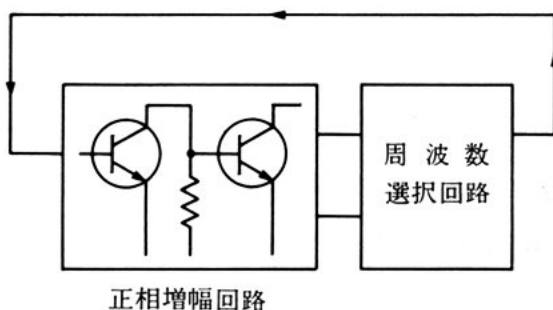
CR 発振回路は，図 3-22 (a) のように逆相増幅回路の出力を，抵抗とコンデンサによる移相回路を通して，入力に帰還させる**移相形発振回路**と，図 (b) のように正相増幅回路の出力を，抵抗とコンデンサの周波数選択回路を通して帰還させる，**ウィーンブリッジ形発振回路**に分けられる。

(a) 移相形発振回路

(b) ウィーンブリッジ形発振回路

図 3-22 CR 発振回路の種類

2. 移相形発振回路

図 3-23 (a) は，CR 移相回路の例である。入力 v_2 と出力 v_1 の比，v_2/v_1 の特性は，図 3-23 (b) のようになる。移相形発振回路は，増幅回路が逆相であるから，移相回路に 180° の位相差をもたせて，全体として位相差が 0 になるようにする。v_2/v_1 の位相角が 180° のとき発振するから，発振周波数は，図 (b) ① の f_0 となる。

また，この周波数で CR 移相回路の電圧比の絶対値 $\left|\frac{v_2}{v_1}\right|$ は，図(b)②のようにひじょうに小さいため，増幅器で増幅しなければならない。

(a) CR 移相回路例

(b) CR移相回路の特性　周波数〔kHz〕

図 3-23　*CR* 移相回路例と特性

CR 移相形発振回路の実際例

図3-24は，演算増幅器と CR 移相回路を用いた CR 移相形発振回路の例である。

CR 移相回路で180°の移相の得られた周波数だけが発振の条件に適合する。この回路の発振周波数 f は，計算

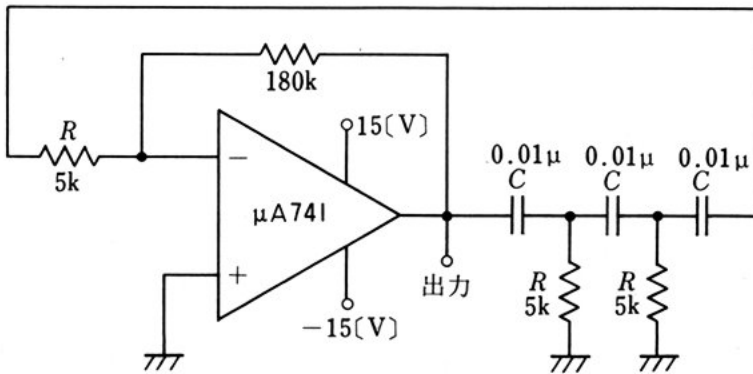



図 3-24　演算増幅器を用いた *CR* 移相形発振回路例

が複雑になるので結果だけを示すと，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,CR} \qquad (3-4)$$

で与えられ，発振の条件として逆相増幅器の電圧増幅度 $|A_v|$ は，

$$|A_v| \geqq 29 \qquad (3-5)$$

を満足しなければならない。この例では $|A_v|=36$ となっている。

<例題 4>

図 3-24 の移相形発振回路の周波数を求めよ。

解 求める発振周波数 f は，式（3-4）から，

$$f=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}\,CR}=\frac{1}{2\pi\sqrt{6}\times 0.01\times 10^{-6}\times 5\times 10^{3}}$$

$$\fallingdotseq 1.30\times 10^{3}\,〔\mathrm{Hz}〕=1.30\,〔\mathrm{kHz}〕$$

3. ウィーンブリッジ形発振回路

図 3-25 はウィーンブリッジ形発振回路の原理図である。

ブリッジ形発振回路は，移相形発振回路に比べて安定で，発振周波数を容易に変えることができるため，可変周波数の低周波発振回

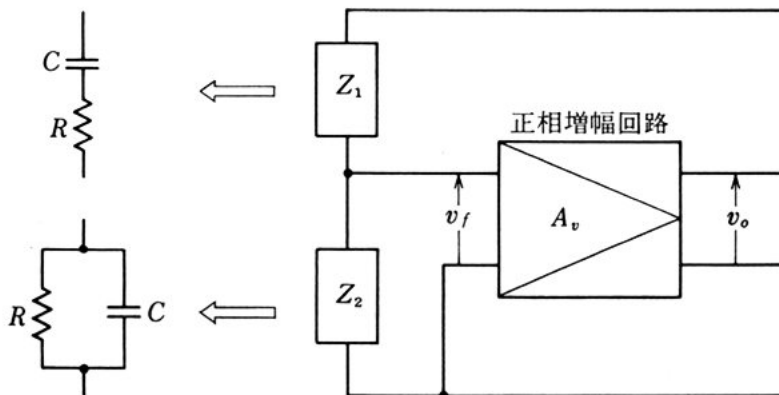



図 3-25 ウィーンブリッジ形発振回路の原理図

路としてよく利用される。

Z_1 をコンデンサ C と抵抗 R の直列とし，Z_2 を R と C の並列とする。また，増幅回路の入力インピーダンスを R_i，出力インピーダンスを R_o として，

$$R_o \ll R \ll R_i$$

とすると，増幅回路の入力電圧 v_i は出力電圧 v_o を Z_1 と Z_2 によって分圧したものとなり，帰還率 β は，

$$\dot{Z}_1 = R + \frac{1}{j\omega C} = \frac{j\omega CR+1}{j\omega C}$$

$$\dot{Z}_2 = \frac{R \times \dfrac{1}{j\omega C}}{R + \dfrac{1}{j\omega C}} = \frac{R}{j\omega CR+1}$$

$$\beta = \frac{v_f}{v_o} = \frac{\dot{Z}_2}{\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2} = \frac{1}{3 + j\left(\omega CR - \dfrac{1}{\omega CR}\right)}$$

となる。図3-25が発振するためには，$A_v\beta$ の位相角が0でなければならない。A_v の位相角は0であるから，β の位相角も0となる。したがって，β の分母の虚部は0でなければならない。すなわち，

$$\omega CR - \frac{1}{\omega CR} = 0$$

である。上式から，$\omega CR = 1$ となる。$\omega = 2\pi f$ であるから，発振周波数 f は，

$$f = \frac{1}{2\pi CR} \qquad (3-6)$$

となる。このときの β は1/3となるから，増幅回路の増幅度 A_v は，176ページの発振の条件②の $A_v\beta \geqq 1$ から，

$$A_v \geqq 3 \qquad (3-7)$$

でなければならない。

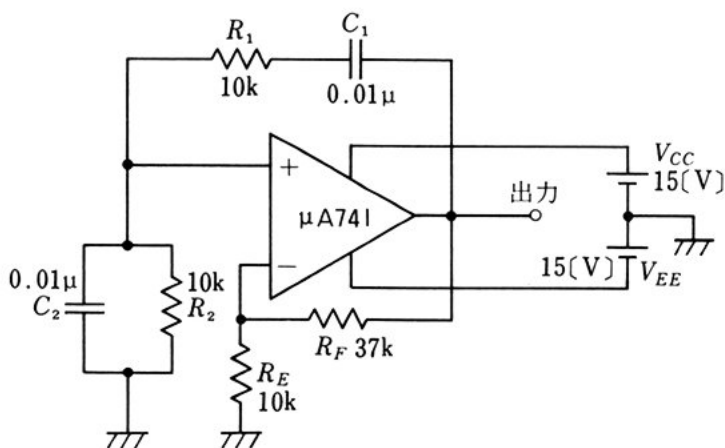
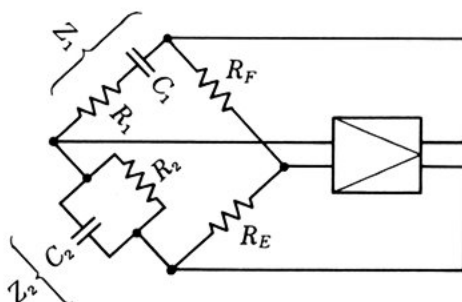
ウィーンブリッジ形発振回路の実際例

(a)　ウィーンブリッジ形発振回路例

(b)　ブリッジ回路

図 3-26　ウィーンブリッジ形発振回路

図3-26(a)は，実際の電圧帰還形のウィーンブリッジ形発振回路の例で，C_1とR_1，C_2とR_2，R_E，R_Fによって図(b)のようなブリッジ回路を構成している。

C_1とR_1，C_2とR_2で正帰還回路を構成し，これによって発振させ，R_E，R_Fは負帰還回路で発振作用の安定化をはかっている。

$C_1=C_2=C$，$R_1=R_2=R$とし，周波数を可変にするために，CまたはRを変化させても，帰還率βは1/3で変わらないので，増幅

回路の増幅度を変える必要がない。

R_F に，サーミスタを使用すると，出力電圧の大きさが安定化される。

<例題 5>

図3-26のウィーンブリッジ形発振回路の発振周波数fを求めよ。

解 求める発振周波数fは，式（3-6）から，

$$f=\frac{1}{2\pi CR}=\frac{1}{2\pi\times0.01\times10^{-6}\times10\times10^{3}}$$

$$\fallingdotseq1.59\times10^{3}\ [\mathrm{Hz}]=1.59\ [\mathrm{kHz}]$$

問 3. 図3-26のウィーンブリッジ形発振回路の発振周波数を可変とするためには，どのようにすればよいか，考えてみよ。

4. *CR* 発振回路の特徴

CR 発振回路には，次のような特徴がある。

① 低周波のような，比較的低い周波数の発振に適する。すなわち，*LC* 発振回路で低い周波数を発振させるには，コイルやコンデンサの値を，実際には得にくいような大きな値にしなければならないが，*CR* 発振回路では実用的な値のものが使える。

② コンデンサ C または抵抗 R を可変にすることにより，連続的に発振周波数を変化させることができる。

③ C, R の周波数選択回路の選択特性は，L, C によるものほど鋭くないので，周波数の安定性がわるくなることがある。

④ 高周波の発振回路では，C, R の値がひじょうに小さくなり，安定に発振させることがむずかしくなる。*CR* 発振回路では，10〔MHz〕程度が発振周波数の上限である。

4. 水晶発振回路

いままで学んだ LC 発振回路や CR 発振回路は，発振周波数が温度や電源電圧などの影響を受けやすく，安定性があまりよくない。しかし，実際の電子技術では，周波数の高度な安定性を必要とすることが多い。

そこで，周波数の安定な発振回路をつくるために，発振素子として水晶の結晶体を用いることが行われている。水晶の結晶体を用いた発振回路を**水晶発振回路**という。

ここでは，水晶発振回路の原理・特徴・実際例について学ぶ。

1. 水晶振動子の圧電現象

水晶片を，図3-27(a)のように組み立てた部品を**水晶振動子**といい，図(b)の図記号であらわす。

水晶片に，図3-28(a)のように，外部から圧縮力や引張力を加

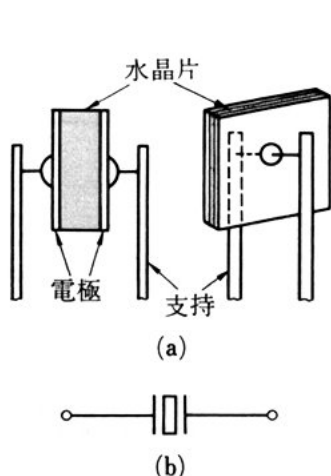



図 3-27 水晶振動子

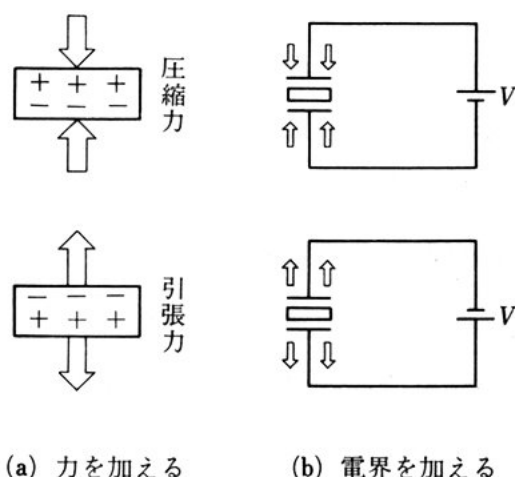



図 3-28 圧電現象

えると，その表面に電荷が発生する（これを**ピエゾ効果**という）。

また，図3－28(b)のように，水晶片に外部から電界を加えると，水晶片自体が縮んだり，伸びたりする変形力が発生する（これを**逆ピエゾ効果**という）。

このような現象を**圧電現象**とよぶ。[①]

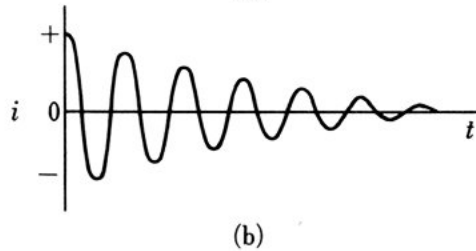
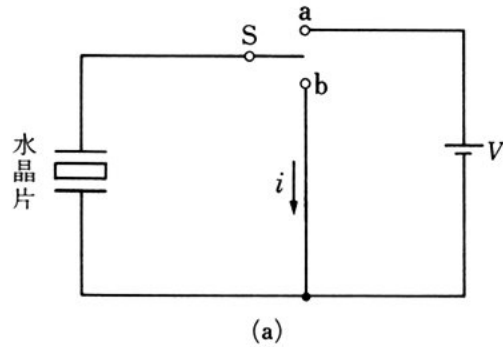



図 3－29　水晶片の弾性振動

2.　水晶振動子の等価回路

図3－29(a)でスイッチSをa側に接続して，水晶片に電圧を加え，機械的なひずみを起こしておく。

次に，スイッチSをb側に倒すと，水晶片は圧電現象によって振動を起こし，図(b)のような電流が流れる。この振動の周波数は，その水晶片の固有振動数である。この電流は図3－30の直列共振回路の共振電流と似て

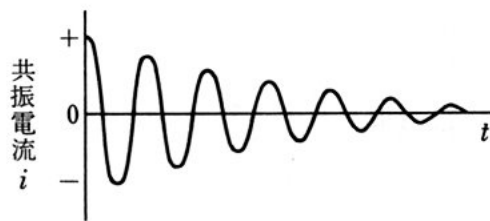
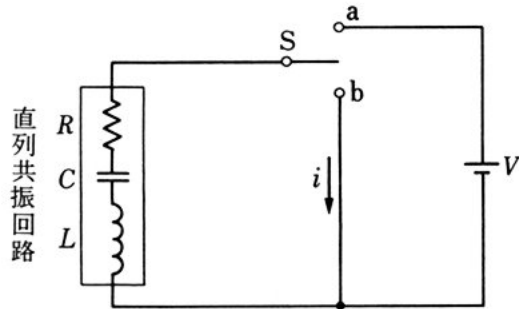



図 3－30　直列共振回路の振動

① 実際の水晶振動子には，**厚みすべり**とよばれる複雑な変形が起こっている。

(a) 水晶振動子

(b) 水晶振動子の等価回路

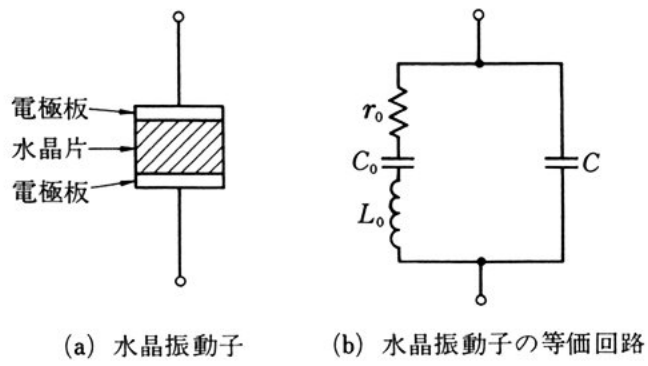



図 3-31　水晶振動子と等価回路

いる。

したがって図3-31(a)のような水晶振動子の電気的な等価回路は，直列共振回路と同じにあらわすことができ，図(b)のようになる。

r_0, C_0, L_0 は水晶片の性質をあらわしたものであり，一般的に使われる水晶振動子では，$C_0=0.01\sim0.2$〔pF〕，$L_0=5\sim300$〔mH〕であり，また，共振周波数付近では，$Q=\dfrac{\omega L_0}{r_0}=10000\sim100000$ となり，ひじょうに Q の大きな，直列共振回路とみなせる。C は，電極板間の静電容量であり，10～100〔pF〕程度である。

図(b)のような共振回路の，周波数に対するリアクタンスの特性を示すと，図3-32のようになる。ただし，r_0 はひじょうに小さ

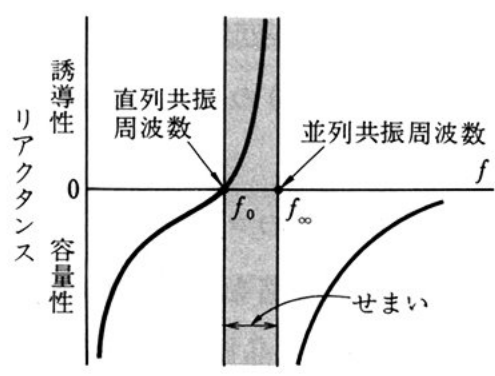



図 3-32　水晶振動子のリアクタンス特性

いので無視してある。

f_0は，C_0, L_0の直列回路の共振周波数（直列共振周波数）である。また，f_∞は，電極板間容量Cと，C_0, L_0による並列回路の共振周波数（並列共振周波数）である。水晶振動子は，f_0とf_∞の間で誘導性のリアクタンスの性質をあらわす。f_0とf_∞の大きさは，それぞれ，

$$f_0=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}$$

$$f_\infty=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_0\left(\dfrac{C_0C}{C_0+C}\right)}}$$

となる。水晶振動子では，$C_0 \ll C$であるため，f_0とf_∞の差はひじょうに小さく，このことから$f_0 \fallingdotseq f_\infty$となる。実際に水晶振動子を使う場合には，このようなせまい周波数帯域で生じる誘導性の部分を用いる。

3．水晶発振回路の種類と特徴

水晶振動子の誘導性リアクタンスの性質を，LC発振回路のハートレー発振回路やコルピッツ発振回路のLとして使用することにより，水晶発振回路を組み立てることができる。

図3－33(a)のハートレー発振回路のベース・エミッタ間のL_2を，水晶振動子に置き換えると図(b)のようになる。これを**ピアスBE発振回路**とよぶ。

図(c)のコルピッツ発振回路のコレクタ・ベース間のLを，水晶振動子に置き換えた図(d)の回路を，**ピアスCB発振回路**とよぶ。

いずれの回路においても，水晶振動子は誘導性リアクタンスとしてはたらく。これは周波数のうえではf_0とf_∞の間であり，197ペー

(a) LC発振ハートレー　　(b) 水晶発振ピアスBE

(c) LC発振コルピッツ　　(d) 水晶発振ピアスCB

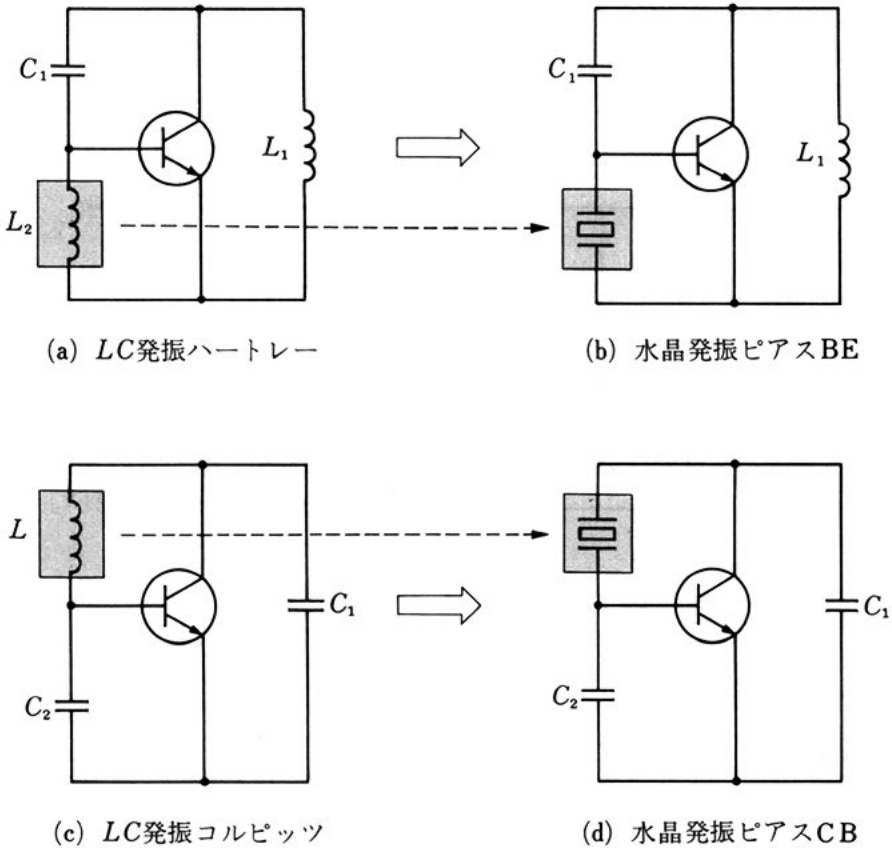



図 3-33　LC 発振と水晶発振の比較

ジで示したように，その間隔はひじょうにせまい。そのため，ひとたび発振した水晶発振回路は，発振を維持するかぎり，$f_0 \sim f_\infty$ の周波数を保つことになり，周波数変動の小さい発振回路ができる。

水晶発振回路の周波数の変動の割合は $10^{-4} \sim 10^{-7}$ で，LC 発振回路の $10^{-3} \sim 10^{-4}$ に比べてひじょうに小さい。

4. 水晶発振回路の実際例

(1) ピアス BE 発振回路

図 3-34 はピアス BE 発振回路の例である。

水晶振動子は，ベース・エミッタ間に入れてあり，図 3-33 (a) の L_2 のかわりである。また，コレクタの共振回路が，L_1 に相当す

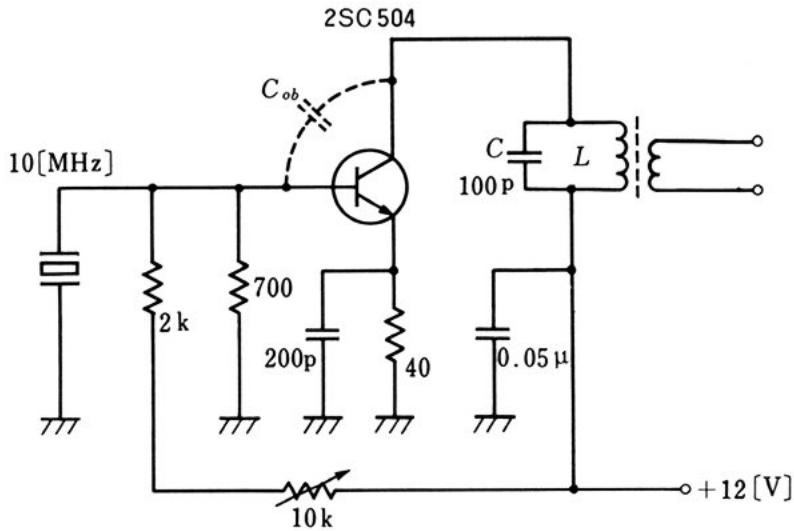



図 3-34 ピアス BE 発振回路例

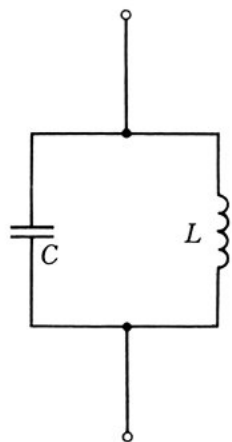
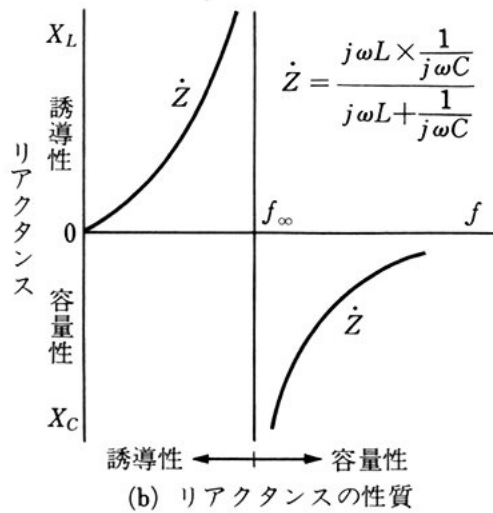
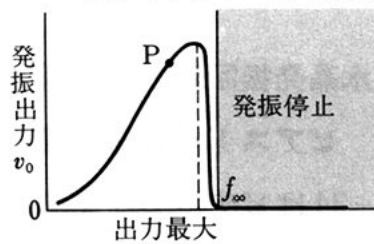



図 3-35 *LC* 並列共振回路のリアクタンス

る。L_1 を共振回路にするのは，インピーダンスを高くできることと，出力が取り出しやすいためである。しかし，この共振回路のリアクタンスは，誘導性でなければならない。

そこで図 3 - 35 (a) のような LC 並列共振回路が，周波数の変化に対して，どのような性質のリアクタンスになるか調べてみる。

LC 並列共振回路のインピーダンス Z は，周波数の変化に対して図 (b) のような特性となり，並列共振周波数 f_∞ より低い周波数では誘導性リアクタンスとなり，f_∞ より高い周波数では容量性リアクタンスとなる。

このことから，コレクタに接続される並列共振回路の共振周波数は，水晶発振回路の周波数よりわずかに高い周波数となるように，L, C の値を決めれば，発振周波数に対しては誘導性リアクタンスになる。

発振回路の出力は，図 (c) のように並列共振回路の誘導性リアクタンスの成分が大きくなるにつれて大きくなる。しかし発振周波数が f_∞ よりわずかでも高くなると，並列共振回路は容量性リアクタンスとなるので，発振が停止してしまう。そのため出力最大の位置では発振が不安定となるので，最大の位置よりやや下がった P 点で動作するように調整する。

図 3 - 33 (a) の C_1 の容量性リアクタンスは図 3 - 34 ではとくにはいっていないが，実際にはトランジスタ内部のコレクタ出力容量 C_{ob} がこれにかわる。

ピアス BE 発振回路では，水晶振動子に対してトランジスタの入力インピーダンスが並列にはいるため，高い周波数では発振しにくい欠点がある。

（2） ピアス CB 発振回路

図3－36はピアス CB 発振回路の例である。

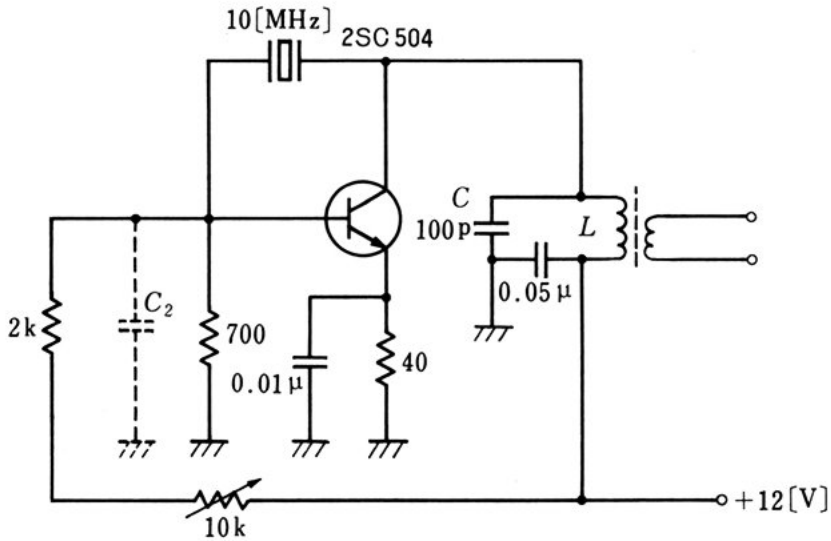



図 3－36 ピアス CB 発振回路例

水晶振動子はベース・コレクタ間に入れてあり，図3－33(c)の L のかわりである。

コレクタの共振回路は図3－33(c)の C_1 のかわりであるから，そのリアクタンスは容量性でなければならない。図(c)の C_2 は，ピアス BE 発振回路の C_1 の場合と同様に，実際にはトランジスタ内部のベース・エミッタ間の容量が利用される。

ピアス CB 発振回路は，調整が容易なため多く利用される。

（3） 無 調 整 回 路

ピアス CB 発振回路において，コレクタに並列共振回路を入れて，そのリアクタンスが，発振周波数に対して容量性リアクタンスとなるように選んだが，共振回路を使わず，コンデンサだけとすることもできる。

このようなコンデンサだけの回路は，共振回路のように調整する

箇所がないため，**無調整回路**とよばれ，図 3－37 がその例である。

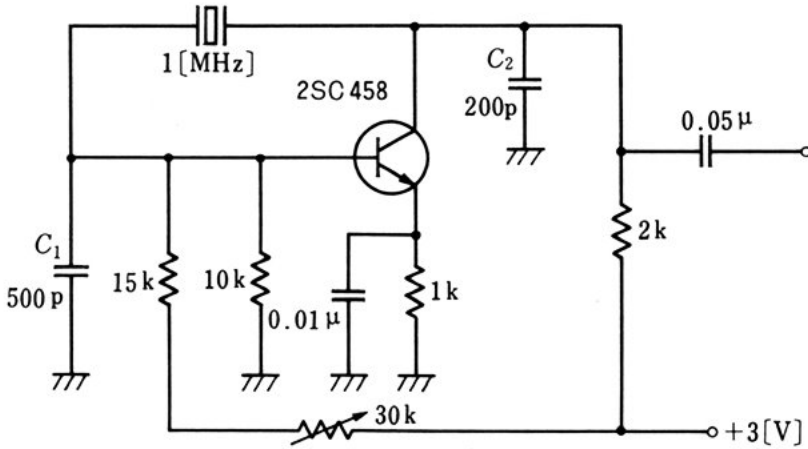



図 3－37 無調整水晶発振回路例

この回路は，水晶振動子を取り換えることによって，発振周波数を簡単に変えることができるが，周波数の切り換えにあたり，低い周波数や高い周波数で発振させるには，C_1 と C_2 を調整しなおさなければならない場合があり，あまり低い周波数や高い周波数では発振しにくかったり，大きい出力が取り出せなかったりする欠点もある。

（4） オーバトーン発振回路

水晶振動子の周波数は，水晶片の大きさで決まる。そのため，高い周波数の水晶片は寸法が小さくなり，工作上限度があるので，15〔MHz〕程度以上の水晶振動子はつくりにくい。しかし，水晶振動子の振動は，基本振動のほかに，基本振動周波数の 3 倍，5 倍，…というような奇数倍の振動成分も含んでいるので，コレクタの共振回路のリアクタンスを，基本振動の 3 倍，5 倍，……の周波数に合わせると，基本振動では得にくい，高い周波数の出力を得ることができる。しかし，水晶振動子の構造上，2 倍，4 倍の偶数振動は

できない。

図3－38は，**オーバトーン発振回路**とよばれる発振回路の例である。

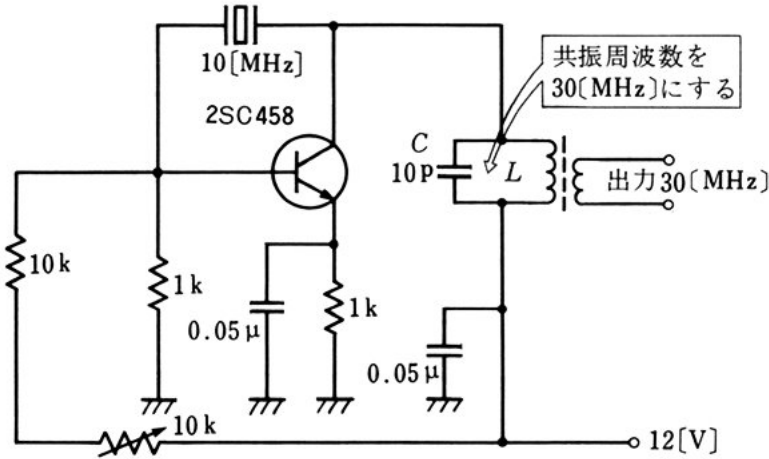



図 3－38　オーバトーン発振回路例

水晶振動子の周波数10〔MHz〕に対して，コレクタの共振回路の周波数は，3倍の30〔MHz〕に合わせてあり，30〔MHz〕の発振周波数が出力に得られる。

しかし，どのような水晶振動子でもオーバトーン発振に使用できるわけではなく，最初からその目的のために製造された奇数倍周波数を多く含む水晶振動子を用いる必要がある。

問　題

1．反結合発振回路で，$L=200$〔μH〕とすれば，

(1) 発振周波数を1〔MHz〕とするには，コンデンサの値はいくらにすればよいか。

5 (2) 発振周波数を1〔MHz〕から2〔MHz〕まで変化させるためには，可変コンデンサの値をどれだけの範囲で変化させればよいか。

2．反結合発振回路で，インダクタンスが1〔%〕増加すると，発振周波数は何〔%〕変化するか。

3．移相形発振回路で，$R=100$〔kΩ〕のとき，1000〔Hz〕を発振させるた

10 めに必要なコンデンサの値はいくらか。

4．ウィーンブリッジ形発振回路で，$R=100$〔Ω〕～100〔kΩ〕と可変にし，$C=0.01$〔μF〕のときの発振周波数の範囲を求めよ。

5．182ページの図3-14のようなハートレー発振回路で，$L_1=50$〔μH〕，$L_2=6$〔μH〕，$M=4$〔μH〕のとき，1〔MHz〕の周波数を発振させるには，

15 Cの値はどれくらいにすればよいか。

6．ピアスCB発振回路で，共振回路のCを最小値からしだいに大きくして発振状態に近づけると，コレクタに流れる電流はどのように変化するか。

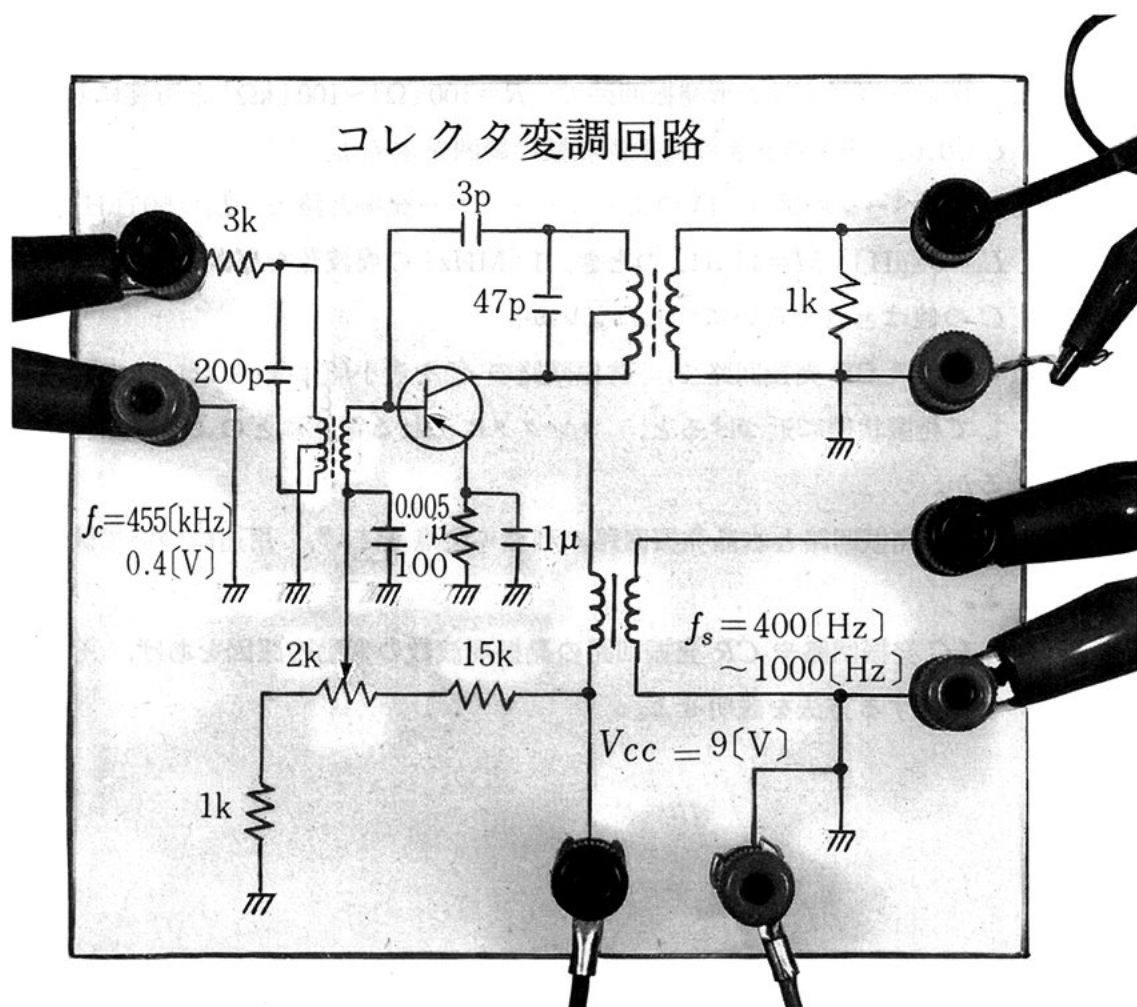
7．LC発振回路と水晶発振回路の利点・欠点をあげ，用途について調べ

20 よ。

8．LC発振回路やCR発振回路の発振周波数の変動の原因をあげ，それを軽減する方法を説明せよ。

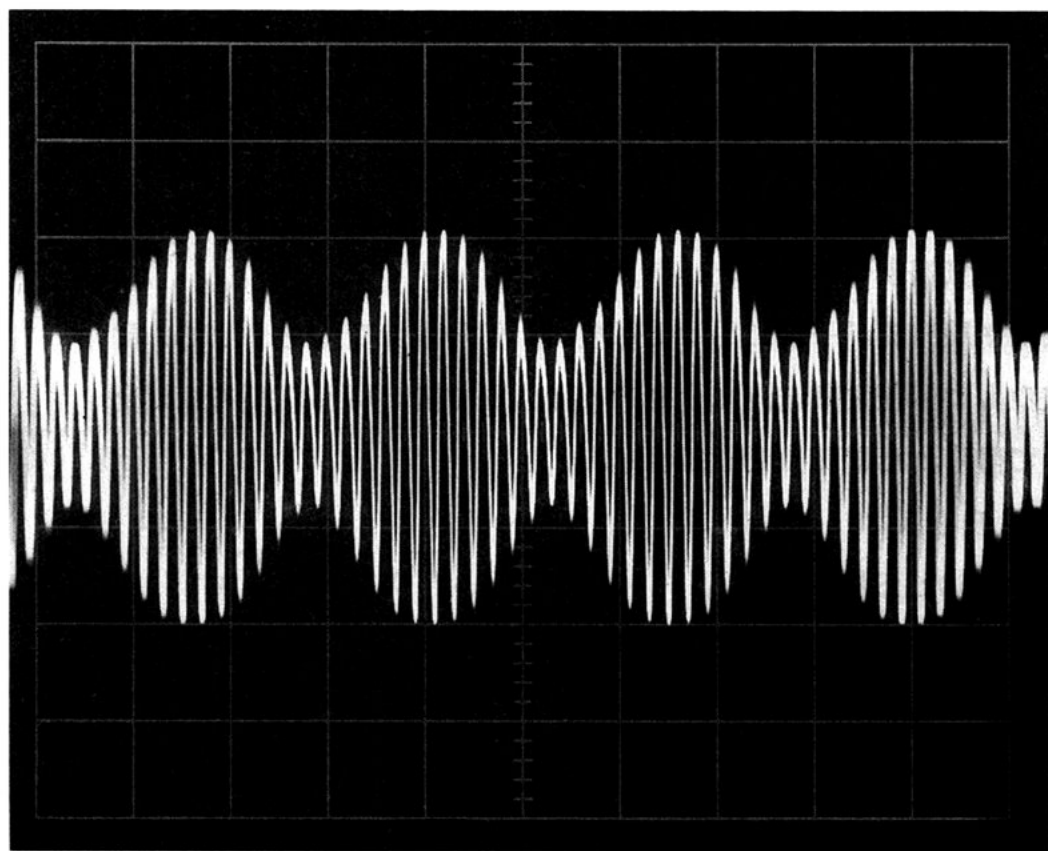
変調回路・復調回路

私達は情報を伝達する方法として，有線通信や無線通信を使うが，これらは電気通信ともよばれる。

無線通信により電気通信を行うためにわれわれの音声を電気振動にかえた，周波数20～20000〔Hz〕の電流をアンテナに入れても，このような低い周波数では，電波として放射させるのに有効でない。

実験用コレクタ変調回路の例（216ページ参照）

そこで，アンテナから効率よく放射されるおよそ100〔kHz〕程度以上の高い周波数の電流に，音声電流のような低い周波数の電流を含ませて電波とする。

また受信側では，アンテナから取り入れた電波から，もとの音声電流のような信号を取り出す操作が行われる。

この章では，電気通信に欠くことのできないこれらの操作を行う回路について，その原理や方法，そして実際の回路のしくみを学ぶ。

振幅被変調波形の例（211～216ページ参照）

1. 変調の基礎

変調は，どのようにして行われるか，その原理を学び，さらに変調の種類・特徴，実際の回路について学ぶ。

1. 電波と変調方式

空間に張られたアンテナに交流電流を流すと，そのまわりに電磁波が発生する。これが電波である。アンテナに流す交流の周波数がおよそ100〔kHz〕以上となると，電波は効率よく遠方に広がっていく。

一方，私達が送りたい情報を電気信号に変えた**信号波**は，ふつう，周波数が低いため，そのままではアンテナから効率よく放射することができない。そこで，効率よくアンテナから放射され，遠方に到達することのできる100〔kHz〕以上の電波を利用して，情報を送ることが行われている。このとき，情報を送るために利用する高い周波数の電気振動を**搬送波**という。

振幅や周波数が一定である搬送波に，信号波で変化をつけて，信号波のもつ情報を搬送波に含ませる操作を**変調**という。搬送波を変調して得られた電気振動を，**被変調波**という。

搬送波として，図4-1のような正弦波交流を用いる場合と，パルス波①を用いる場合があるが，ここでは正弦波交流の場合について学ぶ。

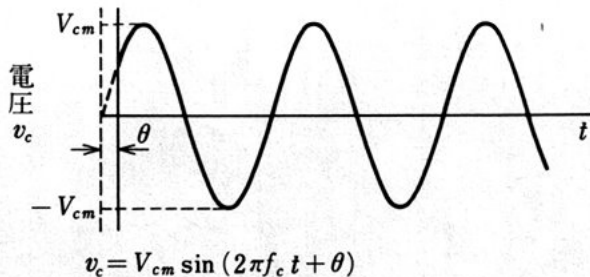



図 4-1　正弦波交流

① パルス波については，第5章で学ぶ。

搬送波 v_c が正弦波交流であれば，

$$v_c = V_{cm} \sin\ (2\pi f_c\, t + \theta) \qquad (4-1)$$

とあらわせる。

変調を行うに際して，信号波によって振幅 V_{cm}，周波数 f_c，位相角 θ のいずれを変えるかで，３つの方式が考えられる。

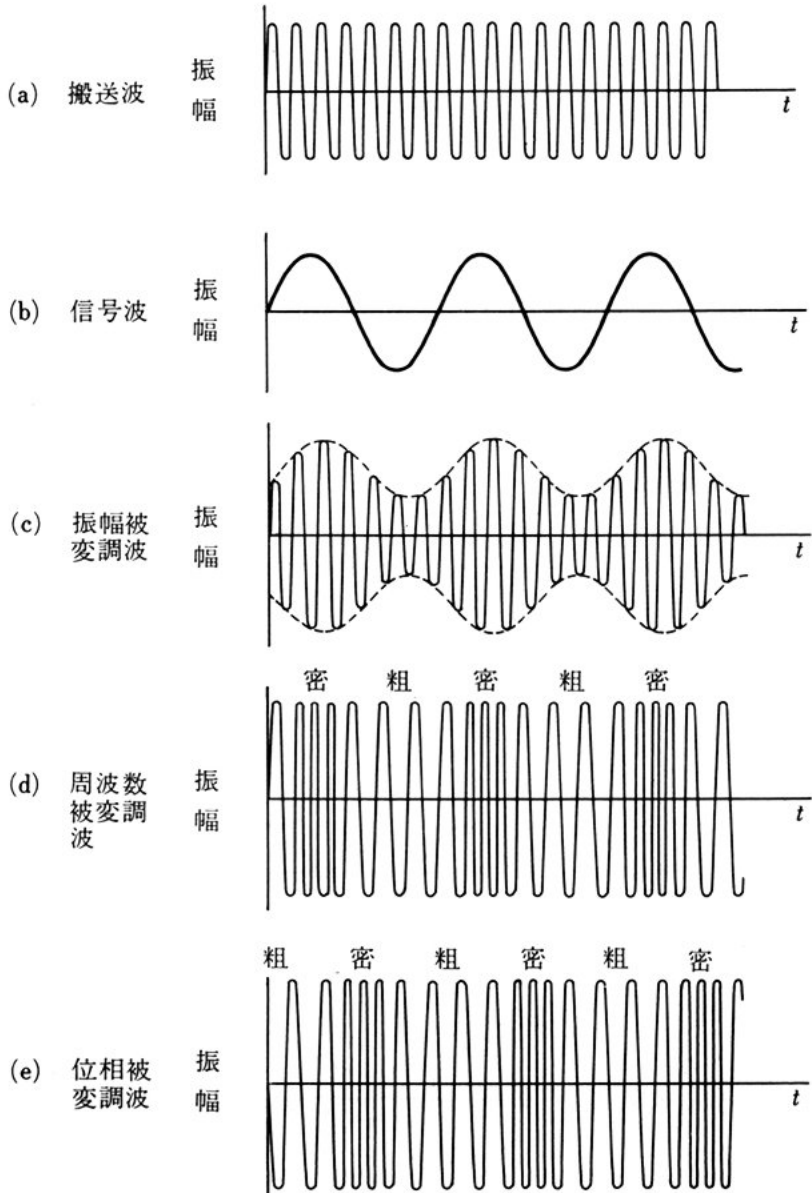



図 4-2 各種変調方式

① 振幅変調（amplitude modulation, 略して AM）　振幅 V_{cm} を変える方式

② 周波数変調（frequency modulation, 略して FM）　周波数 f_c を変える方式

③ 位相変調（phase modulation, 略して PM）　位相角 θ を変える方式

それぞれの被変調波は図 4－2 (c), (d), (e) のような波形になる。

なお，振幅変調の１つの方式として，SSB 変調がある。また，搬送波として，パルス波を用いる場合を**パルス変調**（pulse modulation）とよび，いくつかの変調方法がある。

問 1. 次のことばを説明せよ。(1) 搬送波　(2) 信号波　(3) 被変調波

2. 振　幅　変　調（AM）

（1） 振幅被変調波

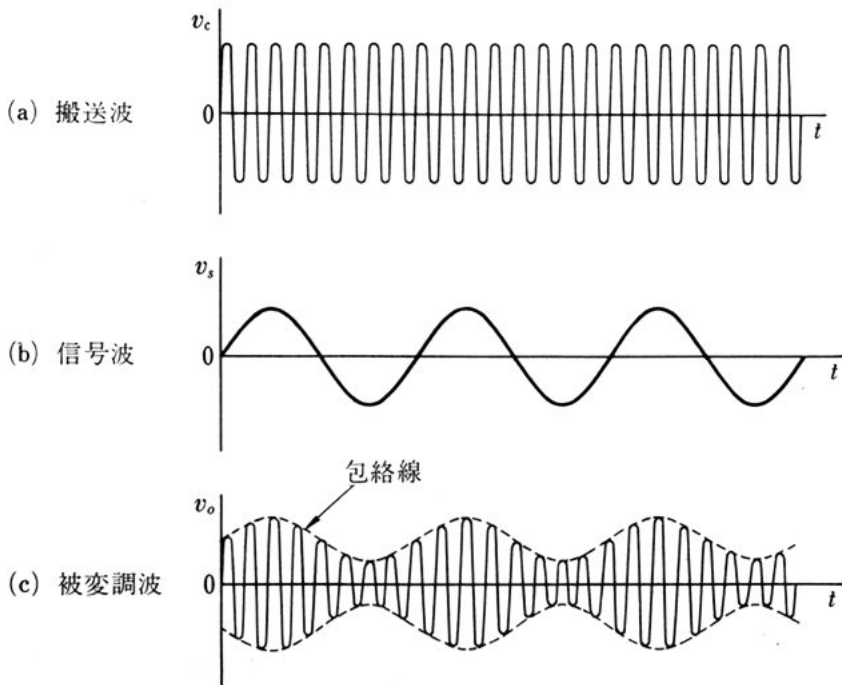



図 4－3　振　幅　変　調

振幅変調は，図4-3(a)の搬送波の振幅を，図(b)のような信号波により，図(c)のように変化させる変調方式である。いま，搬送波 v_c と信号波 v_s を，

$$v_c = V_{cm} \sin 2\pi f_c t \qquad (4-2)$$

$$v_s = V_{sm} \sin 2\pi f_s t \qquad (4-3)$$

とする。被変調波 v_o は，搬送波 v_c の振幅 V_{cm} を，信号波 v_s によって次のように変化させる。

$$v_o = (V_{cm} + V_{sm} \sin 2\pi f_s t) \sin 2\pi f_c t \qquad (4-4)$$

式 (4-4) の ( ) 内の式，$V_{cm} + V_{sm} \sin 2\pi f_s t$ は，被変調波の振幅の変化をあらわし，図4-3(c)に点線で示すような曲線である。この点線で示された曲線を被変調波の**包絡線**[①]といい，信号波の波形と同じ形をしている。式 (4-4) を変形すると，

$$v_o = V_{cm} \sin 2\pi f_c t + \frac{V_{sm}}{2} \cos 2\pi (f_c - f_s) t - \frac{V_{sm}}{2} \cos 2\pi (f_c + f_s) t \qquad (4-5)$$

となり，式 (4-5) から被変調波は搬送波の周波数 f_c のほか，$(f_c - f_s)$ と，$(f_c + f_s)$ の3つの周波数を含むことがわかる。$(f_c - f_s)$ を**下側波**，$(f_c + f_s)$ を**上側波**とよび，その振幅は $\frac{V_{sm}}{2}$ である。

また，式 (4-5) では，信号周波数 f_s は単一周波数であるが，実際には信号波は多くの周波数成分を含む。この場合，下側波・上側波は帯域幅をもつことになる。

振幅変調における被変調波の各周波数成分をあらわすと，図4-4のようになる。図4-4のように，各周波数成分をあらわしたものを**周波数スペクトル**という。周波数スペクトルは，信号波に含まれている周波数成分の大きさによって，その形が変わる。

① すべての被変調波は包絡線に接する。

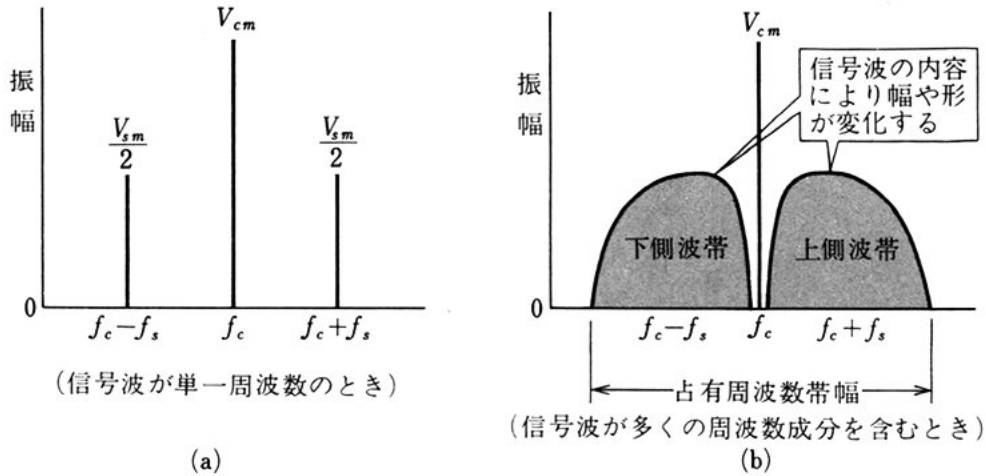



図 4-4　振幅被変調波の周波数スペクトル

また，図4-4(b)のように被変調波の含む最も低い周波数から最も高い周波数までの周波数幅を，**占有周波数帯幅**とよぶ。

(2)　変調度・変調率

振幅変調された被変調波の振幅について調べてみよう。

信号波の振幅 V_{sm} と搬送波の振幅 V_{cm} の比をとり，

$$m=\frac{V_{sm}}{V_{cm}} \qquad (4-6)$$

とし，この m を**変調度**という。また，これを百分率であらわしたものを**変調率**とよぶ。

$$変調率=\frac{V_{sm}}{V_{cm}}\times 100\,[\%] \qquad (4-7)$$

式 (4-5) を変調度 m を用いてあらわすと，次のようになる。

$$v_o=V_{cm}(1+m\sin 2\pi f_s t)\sin 2\pi f_c t \qquad (4-8)$$

図4-5に示すように，v_o の最大振幅を a，最小振幅を b とすれば，式 (4-8) から，

$$a=(1+m)V_{cm}$$
$$b=(1-m)V_{cm}$$

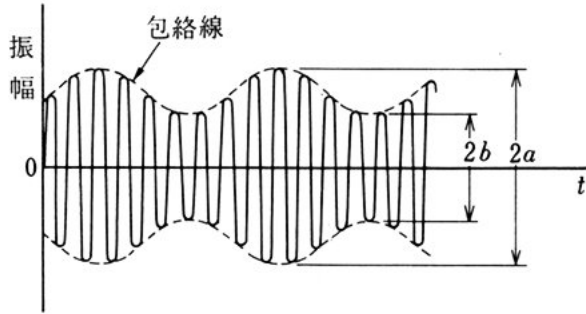



図 4-5 変調度

となり，この式から V_{cm} を消去して m を求めると，

$$m=\frac{a-b}{a+b} \qquad (4-9)$$

とあらわすことができる。

変調度は，搬送波に対する信号波の大きさの割合をあらわし，その値が変わると，図 4-6 のような被変調波となる。

とくに $V_{cm}<V_{sm}$ の状態を**過変調**とよび，信号波がひずむので，ふつうは使用しない。

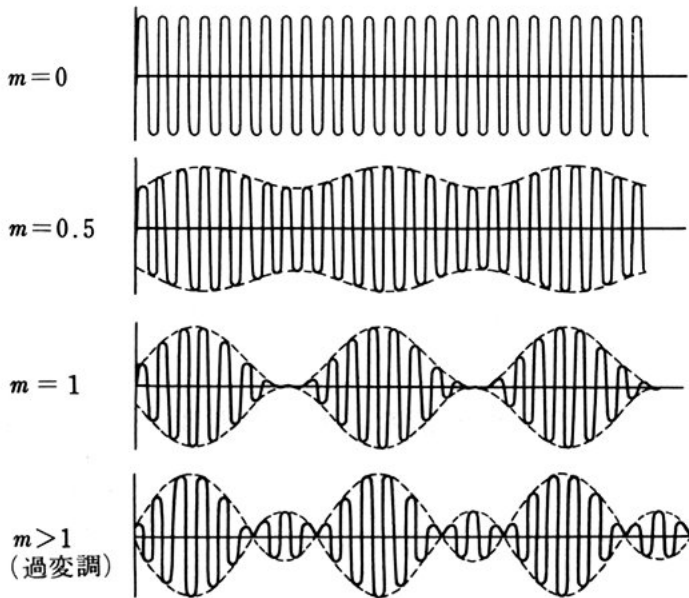



図 4-6 変調度と被変調波

<例題 1>

図4－5において，a が12〔V_{P-P}〕，b が4〔V_{P-P}〕であった。変調度 m を求めよ。

解　変調度 m は，式（4－9）から，

$$m=\frac{a-b}{a+b}=\frac{12-4}{12+4}=0.5$$

（3）　振幅被変調波の電力

次に，振幅変調における被変調波の電力について学ぶ。

式（4－5）であらわされる被変調波を図4－7のように抵抗 R〔Ω〕の負荷に加えたとすると，搬送波電力 P_c は，次のようになる。

$$P_c=\frac{\left(\frac{V_{cm}}{\sqrt{2}}\right)^2}{R}=\frac{V_{cm}^2}{2R} \qquad (4-10)$$

上側波帯電力 P_U，下側波帯電力 P_L は，

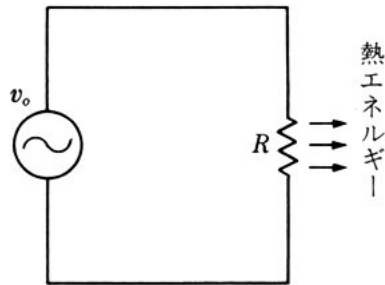
$$P_U=P_L=\frac{\left(\frac{V_{sm}}{2\sqrt{2}}\right)^2}{R}=\frac{V_{sm}^2}{8R}$$

$$=\frac{m^2 V_{cm}^2}{8R}=\frac{m^2}{4}P_c \qquad (4-11)$$

図 4－7　被変調波の電力

となるから，被変調波の総電力 P_T は，

$$P_T=P_c+P_U+P_L=P_c\left(1+\frac{m^2}{2}\right) \qquad (4-12)$$

となる。したがって，側波帯の電力は変調度 m により変化し，情報を含んでいない搬送波が，被変調波全体の電力の大部分を占めていることがわかる。

<例題 2>

振幅変調において，搬送波の電力が10〔W〕であった。変調率が50〔%〕および100〔%〕のときの各側波帯，被変調波の電力を求めよ。

解　変調率50〔%〕の被変調波電力は，

$$P_T=P_c\left(1+\frac{m^2}{2}\right)=10\left(1+\frac{0.5^2}{2}\right)=11.25\ 〔\mathrm{W}〕$$

変調率100〔%〕の被変調波電力は，

$$P_T=P_c\left(1+\frac{m^2}{2}\right)=10\left(1+\frac{1^2}{2}\right)=15\ 〔\mathrm{W}〕$$

変調率50〔%〕の各側波帯電力は，

$$P_U=P_L=\frac{m^2}{4}P_c=\frac{0.5^2}{4}\times10\fallingdotseq0.63\ 〔\mathrm{W}〕$$

変調率100〔%〕の各側波帯電力は

$$P_U=P_L=\frac{m^2}{4}P_c=\frac{1^2}{4}\times10=2.5\ 〔\mathrm{W}〕$$

（4） 振幅変調回路

搬送波の振幅を信号波の振幅によって変化させるための回路を，**振幅変調回路**という。

よく使われる振幅変調回路には，**ベース変調回路**と**コレクタ変調回路**とがある。ベース変調回路は，図4－8(a)のように搬送波を増幅しているトランジスタのベースに，信号波の電圧を加える変調回路で，信号波の電力が小さくてすむという特徴がある。

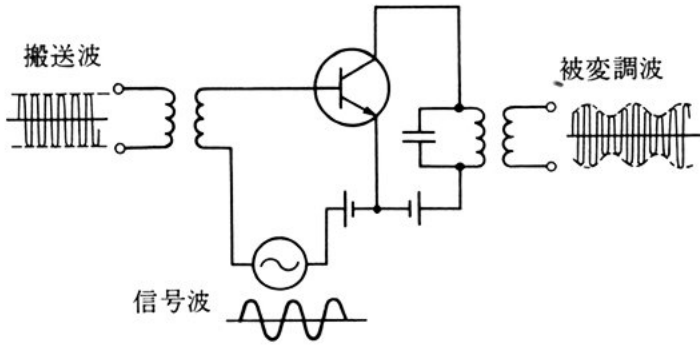
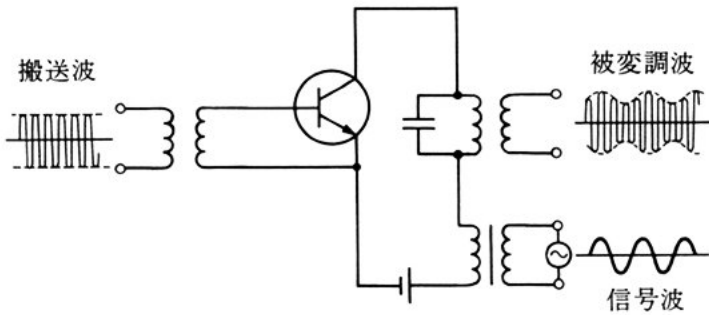
コレクタ変調回路は，図(b)のように搬送波を増幅しているトランジスタのコレクタ電圧に，信号波の電圧を加えて変調する回路である。この回路は，ベース変調に比べて信号波に大きな電力を必要とする。

(a) ベース変調回路

(b) コレクタ変調回路

図 4-8　ベース変調回路とコレクタ変調回路

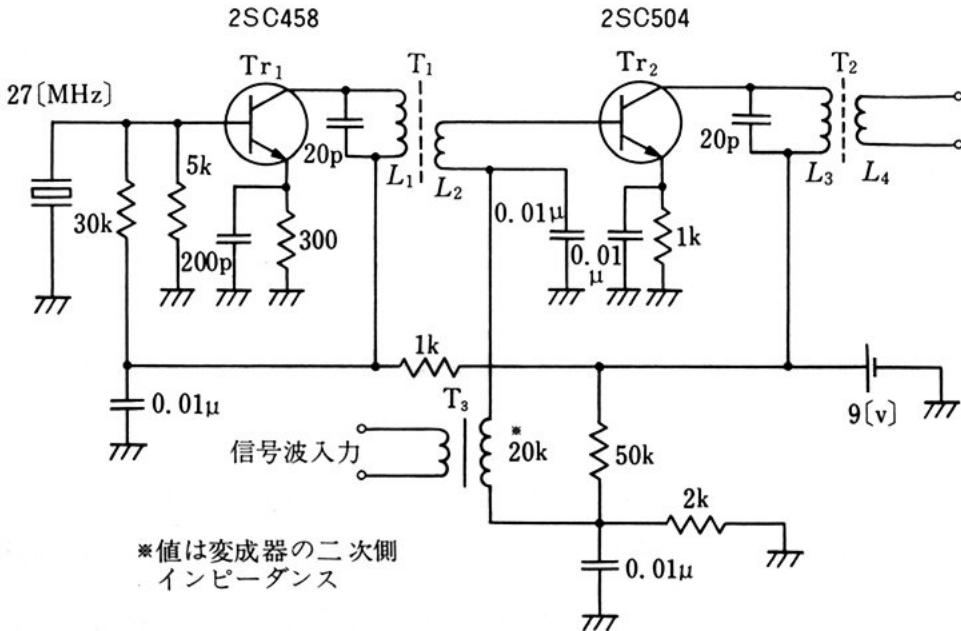



図 4-9　ベース変調回路例

図 4－9 は，ベース変調回路の例である。Tr_1 は水晶発振回路で，搬送波を発生させる。Tr_2 のベースには，搬送波と信号波の和が加えられ，変調が行われている。

図 4－10 に，ベース変調の原理を示す。

トランジスタの V_{BE} と I_C の関係は，すでに学んだ V_{BE}-I_E 特性と同様に，図のような特性をもっている。このとき，Tr_2 のベースには，図(a)のような搬送波と信号波の電圧を合わせた電圧がかかる。そのため，Tr_2 のコレクタ電流の波形は，図(b)のようになり，信号波に重ね合わせた搬送波の振幅が変化する。図 4－9 の L_3 と 20〔pF〕で構成される同調回路は，搬送波の周波数に共振しており，出力には，図(c)のような被変調波があらわれる。

ベース変調では，信号波の振幅は小さくてすむが，V_{BE}-I_C 特性のわん曲部を利用するため，入力信号と被変調波の包絡線とでは完

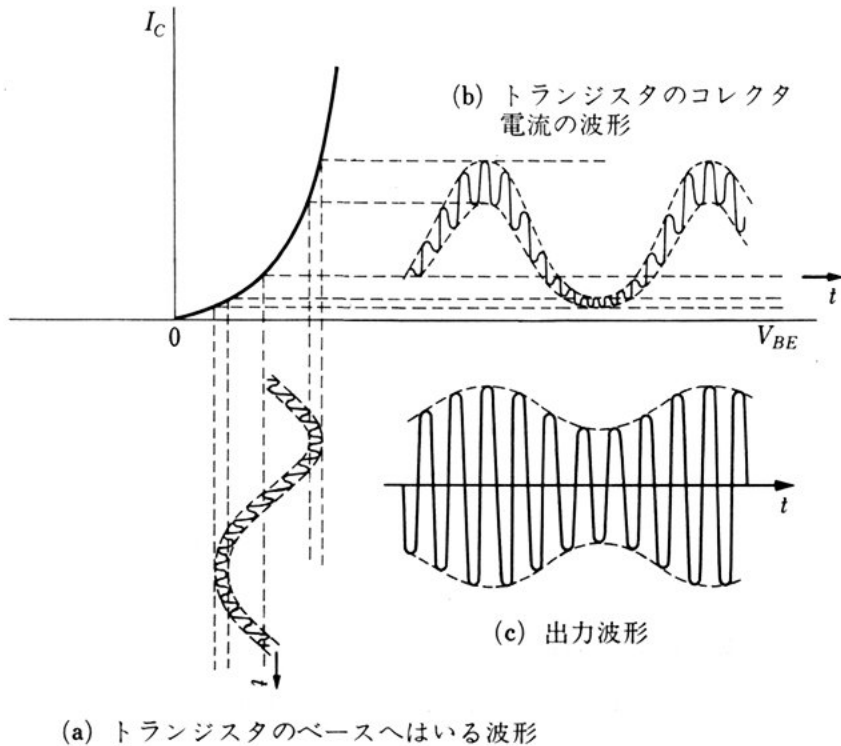



図 4－10　ベース変調回路の出力波形

全に相似とならず，ひずみを受けやすい欠点がある。

3. 周波数変調（FM）

（1） 周波数被変調波

周波数変調は，搬送波の振幅を一定に保ったまま，信号波の振幅によって搬送波の周波数を変化させる方式である。信号波の振幅が大きくなると，搬送波の周波数が高くなるように対応させると，搬送波・信号波・被変調波は，図4-11のようになる。

搬送波 v_c と，信号波 v_s を，

$$v_c = V_{cm} \sin 2\pi f_c t$$

$$v_s = V_{sm} \cos 2\pi f_s t$$

とあらわす。

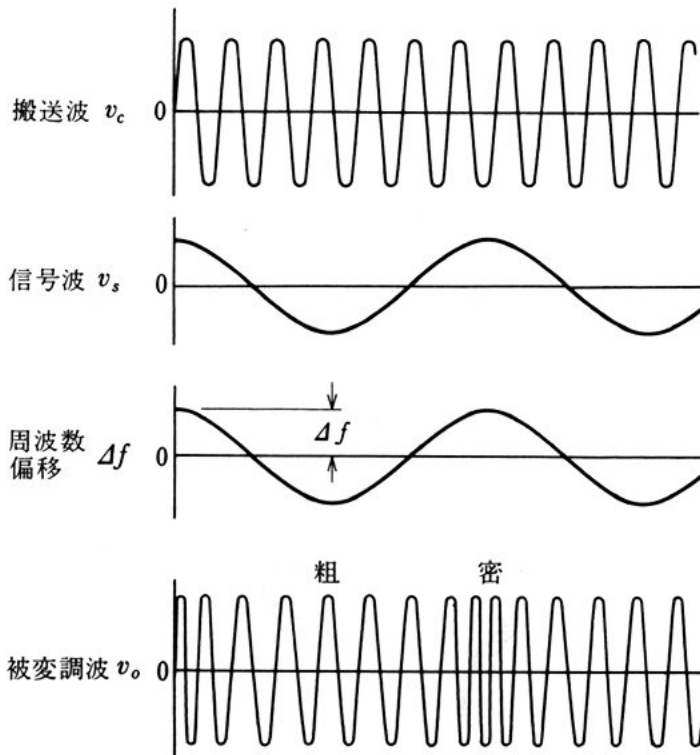



図 4-11 周波数変調

周波数変調では，被変調波 v_o の周波数は，信号波 v_s によって変化を受ける。

信号波 v_s によって，周波数がずれることを**周波数偏移**とよぶ。

被変調波の周波数 f は，

$$f=f_c+k_f V_{sm}\cos 2\pi f_s t \qquad (4-13)$$

とあらわされる。ただし k_f は周波数の偏移の大きさをあらわす定数である。

v_s が0のときは，被変調波の周波数は f_c であり，これを**中心周波数**という。v_s の振幅が最大のとき，周波数偏移も最も大きくなる。この周波数偏移の最大値を**最大周波数偏移**という。

最大周波数偏移を Δf とすれば，被変調波の周波数 f は，

$$f=f_c+\Delta f\cos 2\pi f_s t$$

となる。式（4-13）から $\Delta f=k_f V_{sm}$ である。また，被変調波 v_o は，

$$v_o=V_{cm}\sin(2\pi f_c t+m_f\sin 2\pi f_s t)$$

となる①。ここで，

$$m_f=\frac{\Delta f}{f_s} \qquad (4-14)$$

であらわされる m_f を **変調指数** とよぶ。これは，周波数変調における変調のかかりぐあいのめやすになる値である。

---

① 時間とともに周波数が変化する波形を $v_o=V_{cm}\sin(\phi(t))$ （$\phi(t)$：t の関数）とするとき，$\phi(t)$ の時間に対する変化は角速度となる。角速度は角周波数に対応するから，周波数 f は，次式で与えられる。

$$f=\frac{1}{2\pi}\frac{d\phi(t)}{d(t)}$$

したがって，周波数変調の場合，被変調波の周波数 f は，

$$f=\frac{1}{2\pi}\frac{d}{d(t)}(2\pi f_c t+m_f\sin 2\pi f_s t)=f_c+\Delta f\cos 2\pi f_s t$$

となる。この f は，ある時刻 t における瞬間の周波数であるため，これをとくに，瞬時周波数という。

被変調波 v_o に含まれる周波数成分には，f_c, $f_c \pm f_s$, $f_c \pm 2f_s$, $f_c \pm 3f_s$, ……のように側波が図 4－12 のように無限に存在する。高次の側波の振幅は，しだいに小さくなるので，実際にはすべての側波が必要ではないが，周波数被変調波の占有周波数帯幅は，振幅被変調波に比べて広くなる。

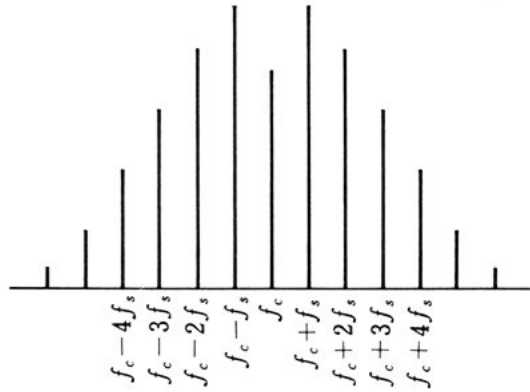



図 4－12　周波数被変調波の周波数スペクトル

実際には，占有周波数帯幅は最大周波数偏移と信号波の最高周波数の和の2倍ぐらいでよく，この場合の占有周波数帯幅 B は，

$$B=2(\Delta f+f_s) \qquad (4-15)$$

となる。

<例題 3>

信号波の最高周波数が，$f_s=15$〔kHz〕，搬送波の周波数が，$f_c=80$〔MHz〕，最大周波数偏移が $\Delta f=75$〔kHz〕の FM 放送電波における，変調指数および実用的な占有周波数帯幅を求めよ（図 4－13 参照）。

解　変調指数 m_f は，式（4－14）から，

$$m_f=\frac{75}{15}=5$$

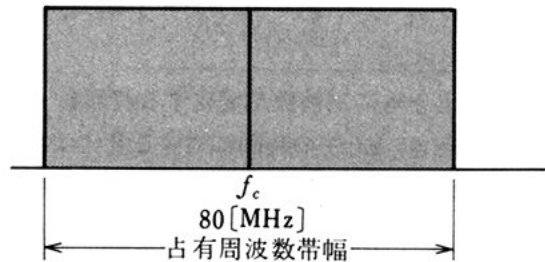
実用的な占有周波数帯幅 B は，式（4－15）から，

$$B=2(15+75)=180 \text{〔kHz〕}$$

図 4－13　FM 放送電波の周波数スペクトル

周波数変調では，振幅変調の振幅の大きさの変化に相当するものが被変調波の周波数の偏移となり，信号波の周波数の高低に相当するものが被変調波の周波数偏移の速さとなっている。

(2) 周波数変調の利点

周波数変調を受けた被変調波では，周波数は変化するが，振幅は一定である。そのため，被変調波が空間を飛んでくる間に混入する振幅性の雑音の影響を，図 4－14 のように振幅制限回路を通すことによって軽減することができる。

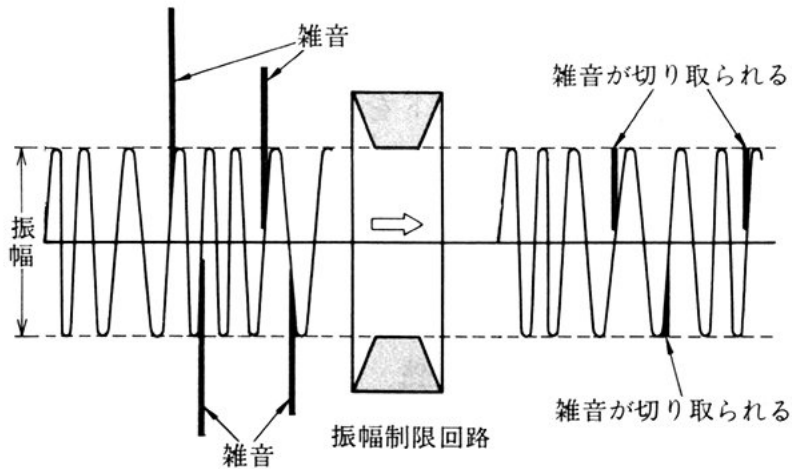



図 4－14　雑音の振幅制限回路による軽減

また，周波数変調はおもに，VHF[①] 帯以上の周波数帯を使用するため，最大周波数偏移を大きくとることができ，周波数帯域の広い信号波を送ることができる。

(3) 周波数変調回路

周波数変調を行う場合，信号波の振幅によって搬送波の周波数が変わるようにする必要がある。そのため，発振回路の発振周波数を決める回路の定数を，信号波の振幅によって変えるようにすればよい。

① 30～300〔MHz〕の周波数帯の略称。

たとえば，図4－15のように，共振回路の静電容量として，コンデンサマイクロホンを使ったり，可変容量ダイオードを使うことによって，音声信号を共振回路の静電容量の変化に置き換えると，それに伴って発振周波数が変わり，周波数変調が行われる。

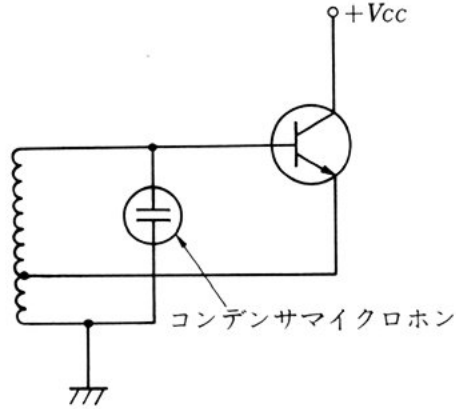



図 4－15　周波数変調回路の原理図

図4－16は可変容量ダイオードを使った周波数変調回路例である。

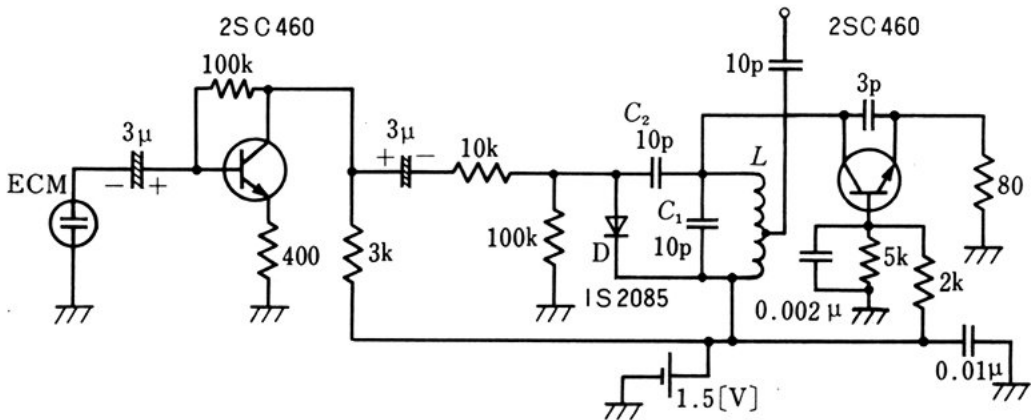



図 4－16　可変容量ダイオードを使った周波数変調回路例

Dは可変容量ダイオードで，その両端にかかる逆方向のバイアス電圧の大きさによって図4－17のように，内部の静電容量が変化する性質がある。

発振回路は，ベース接地コルピッツ発振回路で，その発振周波数は，コイル L，コンデンサ C_1, C_2 およびダイオードDの内部容量の値によって決まる。コンデンサマイクロホンに加えられた音声は

増幅され，Dに加わる。したがって音声電圧の高低によって，Dの内部容量が変動することになる。そのため共振回路の定数が変わって発振周波数が偏移する。すなわち，搬送波の周波数が，信号波電圧によって偏移したことになり，周波数変調ができる。

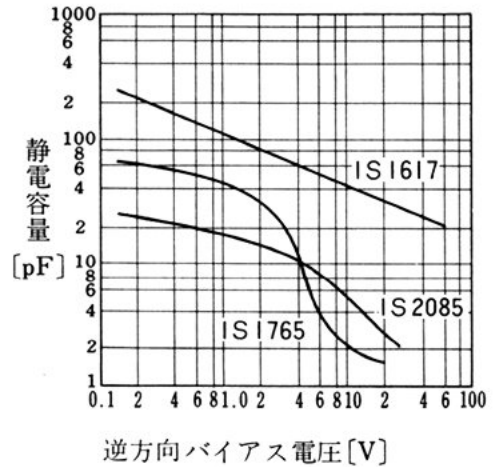



図 4-17　可変容量ダイオードの特性

<例題 4>

テレビジョン放送の音声は，周波数変調方式で送られている。信号波の最高周波数が 15〔kHz〕，搬送波の周波数が 95.75〔MHz〕，最大周波数偏移を 25〔kHz〕とすると，変調指数，実用的な占有周波数帯幅はどれだけになるか。

解　変調指数 m_f は，式（4-14）から，

$$m_f=\frac{25}{15}\fallingdotseq 1.67$$

実用的な占有周波数帯幅 B は，式（4-15）から，

$$B=2(15+25)=80 \text{〔kHz〕}$$

4. 位 相 変 調 (PM)

位相変調は，搬送波の振幅を一定に保ったまま，信号波の振幅によって式（4-1）の搬送波の位相 θ を変える変調方式である。瞬間的な位相の変化は，周波数の変化となるので，周波数変調と同じと考えられる。

位相変調は，搬送波の周波数を直接変化させることなく，周波数

偏移が得られるので，変調に関係なく一定周波数の安定な発振回路が使用できる。そのため，発振回路として水晶発振回路が使われ，中心周波数の安定な位相被変調波が得られる。

5．振幅変調（AM）と周波数変調（FM）の比較

振幅変調と周波数変調は，それぞれが特徴をもっているので，比べてまとめると，表4－1のようになる。

表 4－1　変調方式の比較

	振 幅 変 調（AM）	周波数変調（FM）
搬送周波数	変化しない	信号波の振幅によって変化する
被変調波の振幅	信号波の振幅によって変化する	変化しない
占有周波数帯幅	信号波の最高周波数の2倍	実用上，最大周波数偏移と信号波の最高周波数の和の2倍にする
変調の度合	変調度$=\dfrac{\text{信号波の振幅}}{\text{搬送波の振幅}}$	変調指数$=\dfrac{\text{最大周波数偏移}}{\text{信号波の周波数}}$
耐雑音性	振幅性雑音に弱い	電波がある程度以上の強さであれば信号対雑音比（SN比）がよい

6．SSB変調

図4－18のように，振幅変調の被変調波で情報を含んでいるのは，上下の側波帯である。

被変調波の3つの成分である搬送波・上側波帯・下側波帯のうちの，上側波帯だけまたは下側波帯だけでも，信号波の情報をすべて含んでいるため，一方の側波帯だけで，情報を送ることができる。振幅変調の被変調波の上側波帯または，下側波帯だけを取り出した信号を，**SSB**（single sideband）**波**とよび，ふつうに振幅変調された被変調波を**DSB**（double sideband）**波**とよぶ。SSB波は，DSB

波から片方の側波帯と搬送波を取り除くことによってつくられる。

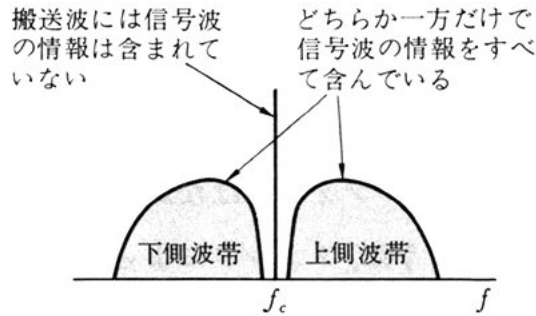



図 4－18　振幅被変調波の周波数成分

（1） SSB 波の特徴

SSB 波は，両側波帯をもった振幅被変調波と比べると，次のような特徴をもっている。

① 占有周波数帯幅が $\frac{1}{2}$ でよい。

このため，電波の使用効率を高めることができる。

② 被変調波の電力が少なくなる。

振幅変調の被変調波の電力の多くを占める搬送波電力や，片方の側波帯のための電力がいらない。

③ うなり[①]による混信がなくなる。

搬送波がないので，他の通信の搬送波とのうなりがなくなる。

このような理由によって近年の通信は，ほとんど SSB 波を用いるようになった。しかし，送信機や受信機の構造が複雑になる欠点がある。

（2） SSB 波のつくり方

SSB 波は，DSB 波から帯域フィルタ[②]（BPF）を使って，上側波

---

① 接近した２つの周波数が組み合わさって，新たに発生する周波数の成分で，可聴周波数になると妨害となる。

② フィルタとは，いろいろな周波数をもつ信号の中から，特定の周波数の信号だけを取り出したり，取り除いたりするための回路をいう。

帯または下側波帯だけを取り出すことによってつくることができる。

しかし，信号波の周波数が低いと，搬送波と側波帯の周波数が接近するので，ひじょうに鋭いしゃ断特性をもったフィルタでなければ，搬送波を取り除き，片方の側波帯だけを取り出すことができない。このような特性の鋭いフィルタはなかなか得にくい。

そこで，図4－19のように，フィルタによって片方の側波帯だけを取り出しやすくするため，変調を行うときに搬送波はおさえて両側波帯だけが取り出せる平衡変調回路やリング変調回路が使用される。

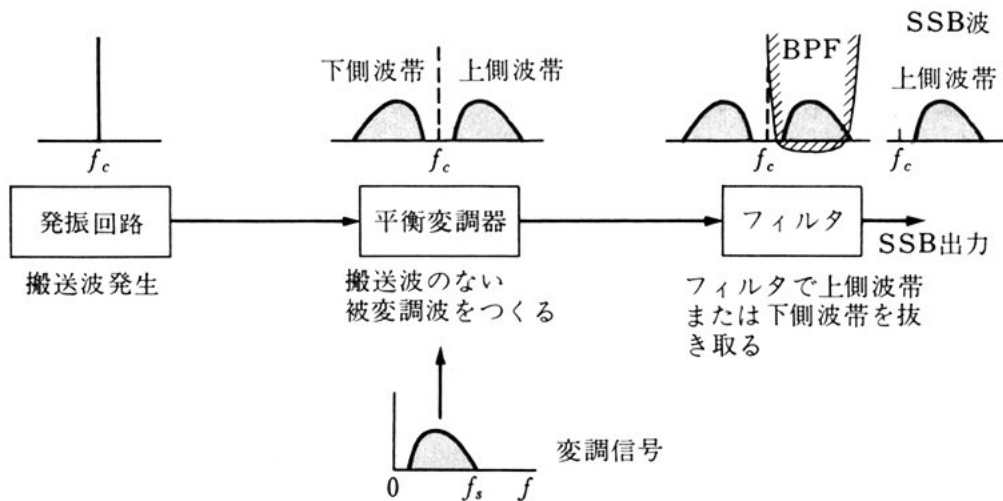
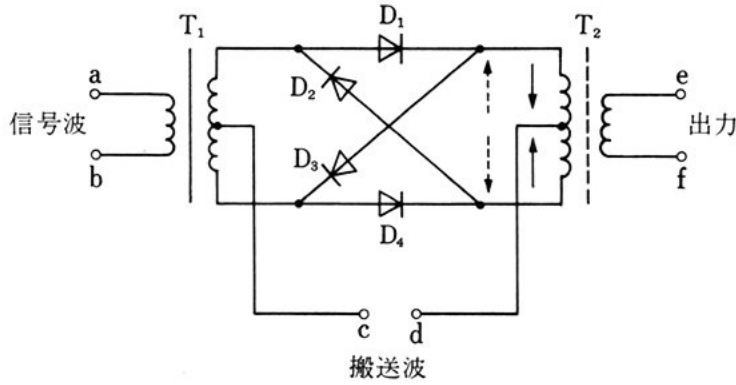
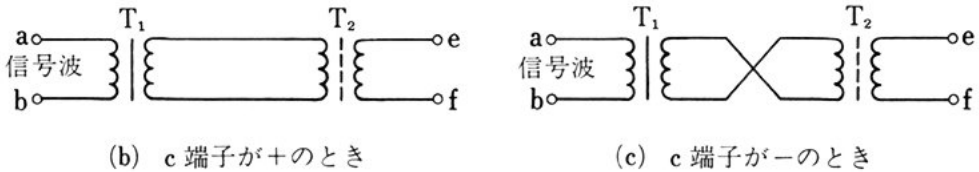



図 4－19　SSB 波のつくり方

（3）　リング変調回路

図4－20(a)を**リング変調回路**という。この回路のはたらきについて調べてみよう。

いま，a-b 端子に信号波を，c-d 端子に搬送波を加えたとき，e-f 端子にどのような出力が得られるかを考える。

(a)　c-d 端子に搬送波だけが加わったとき　　c 端子が＋，d 端子が－の極性になった瞬間を考えると，ダイオード D_1 と D_4 が順方向となり，変成器 T_2 の一次側には実線のような電流が流れるが，向き

(a) リング変調回路

(b) c 端子が＋のとき　　(c) c 端子が－のとき

図 4-20　リング変調回路

が互いに逆方向なので，打ち消し合って，二次側 e-f 端子には何もあらわれない。

c 端子が－，d 端子が＋の極性のときは，ダイオード D_2 と D_3 が順方向となり，変成器 T_2 に流れる電流は破線のようになり，この場合も e-f 端子には何もあらわれない。ダイオード D_1 と D_4, D_2 と D_3 のこのようなはたらきによって，信号波に対して変成器 T_1 と T_2 は図 (b), (c) のように結合していることになる。

(b)　a-b 端子に信号波だけが加わったとき　a-b 端子に信号波が加わったとき，変成器 T_1 の二次側は，電圧の極性によって D_1 と D_3, または D_2 と D_4 とで短絡されてしまうので，このときも e-f 端子には何もあらわれない。

(c)　搬送波と信号波が同時に加わったとき　搬送波によって変成器 T_1 と T_2 が図 4-20 (b) または図 (c) のようになっているとき，図 4-

21(a)のような信号波が加わると，e-f 端子には図(b)の搬送波の周波数で，位相が反転し細分化された被変調波（図(c)）が出てくる。これを LC 共振回路を通してなめらかにした波形が，図(d)の平衡変調波である。出力にあらわれる被変調波の振幅は，信号波の振幅に比例し，また，この被変調波には搬送波の周波数の成分は含まれず，上・下側波帯だけが含まれている。

このようにしてつくられた搬送波のない平衡変調波をフィルタに通して，片方の側波帯だけを取り出すと，SSB 波が得られる。

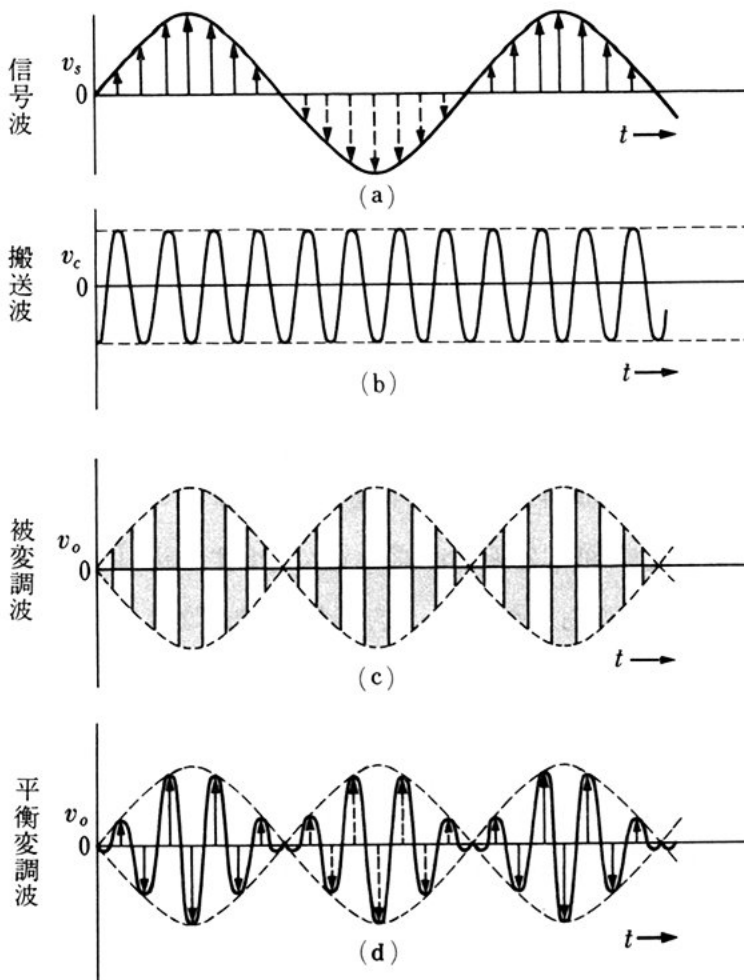



図 4-21　平衡変調された被変調波

2. 復調の基礎

変調された形で飛んでくる電波は，われわれの視覚や聴覚では感じ取ることはできない。そこでどのような方法で感じ取れるようにするのか，その方法や回路について学ぶ。

1. 復調の原理

被変調波は，信号波の成分のほかに，搬送波の成分も含んでいるため，必要とする信号波成分だけを取り出す必要がある（図4-22）。

搬送波に信号波を組み合わせる変調に対して，被変調波から信号波を取り出すことを**復調**（**検波**）とよぶ。

復調には，変調方式の違いによっていくつかの方法がある。

振幅変調では，被変調波の包絡線の部分を取り出せばよい。また，周波数変調や位相変調では，周波数の変化を振幅の変化に変換し，それを振幅復調する。SSB波は，復調の前に取り除かれている搬送波を補えば，振幅変調の復調と同じに考えることができる。

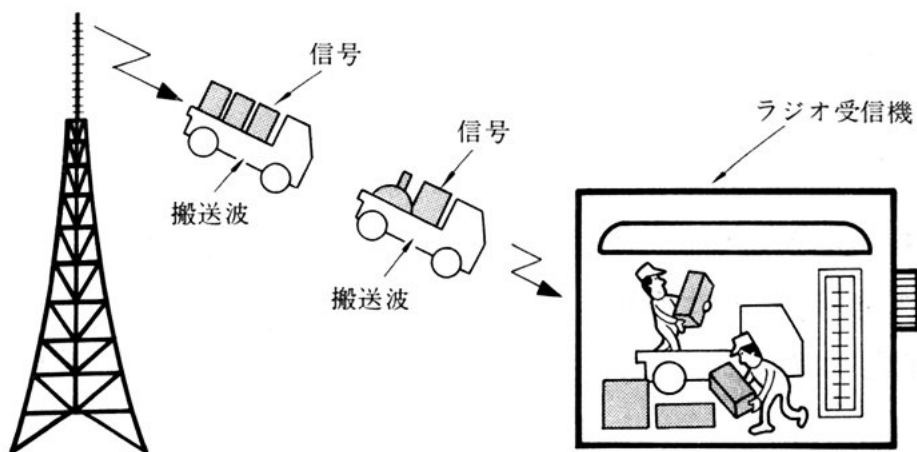



図4-22 復調の原理

ここでは，いろいろな復調の動作原理や特徴を調べてみよう。

2. 振幅被変調波の復調

振幅変調されている被変調波を復調するには，ほとんどの場合，ダイオードの順方向特性を利用して包絡線の部分を取り出す方法が使われる。

図 4-23　検波用ダイオード

ダイオードには多くの種類があるが，復調用には図4-23のような検波用ダイオードが用いられる。検波用ダイオードには点接触ダイオードと，pn接合ダイオードがあるが，内部静電容量が小さく，高い周波数にも使えるゲルマニウム点接触ダイオードなどが適している。

図4-24はダイオードの一般的特性である。このような特性のうち，順方向特性のわん曲している①の部分を利用する検波方法を**二乗検波**とよび，②の直線的な部分を利用する検波方法を，**直線検波**とよんでいる。

図4-24のわん曲部の順方向電圧は，ゲルマニウムダイオードで約0.2〔V〕，シリコンダイオードで約0.6〔V〕である。

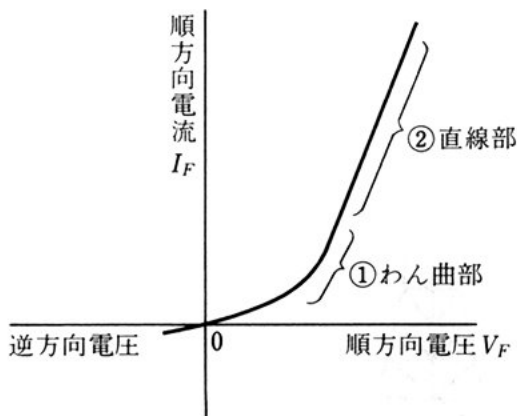



図 4-24　ダイオードの特性

(1) 振幅検波回路の動作

ダイオードを用いた図 4－25 のような回路を考えてみる。

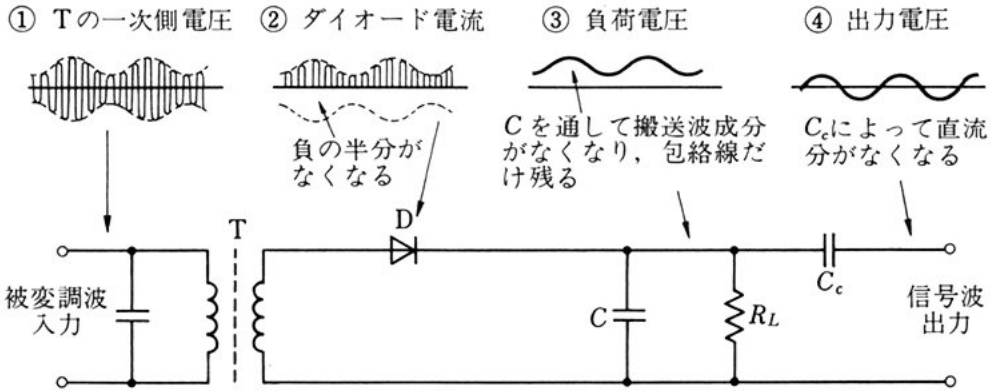



図 4－25 振幅検波回路の動作

変成器 T を通して振幅変調の被変調波の電圧をダイオードに加える。ダイオードは，信号の順方向の成分は通すが，逆方向の成分は通さないため，ダイオードを流れる電流は，図 4－25 ②のように順方向に沿った片側だけとなる。

この検波回路の出力から搬送波の周波数成分を抜き取るため，コンデンサ C を並列に入れる。この C は，搬送波の周波数に対してはじゅうぶん小さなインピーダンスであり，包絡線の信号波の周波数に対しては，大きなインピーダンスとなるような値に選ばれている。

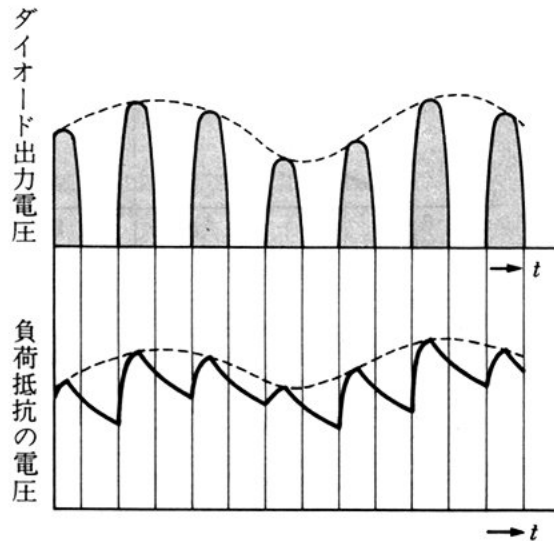



図 4－26 包絡線の取り出し

コンデンサ C に並列に負荷抵抗 R_L を接続すると，図4－26のように，コンデンサはダイオード出力の搬送波の半サイクルで充電され，とぎれた半サイクルの期間中に充電電荷が R_L を通して放電される。

このため負荷抵抗の両端の電圧は，図のように被変調波の包絡線の形に近い電圧波形となり，図4－25③のような負荷電圧となる。

さらに直列にコンデンサ C_c を入れて交流成分だけを取り出すと，④のような信号波出力が得られる。これが振幅被変調波の復調の原理である。

（2） 二 乗 検 波

被変調波から包絡線の部分を取り出すために，ダイオードに被変調波電圧をかける場合，その被変調波電圧の振幅が，図4－27(a)のように，ダイオードの順方向特性のわん曲部電圧以下であると，図

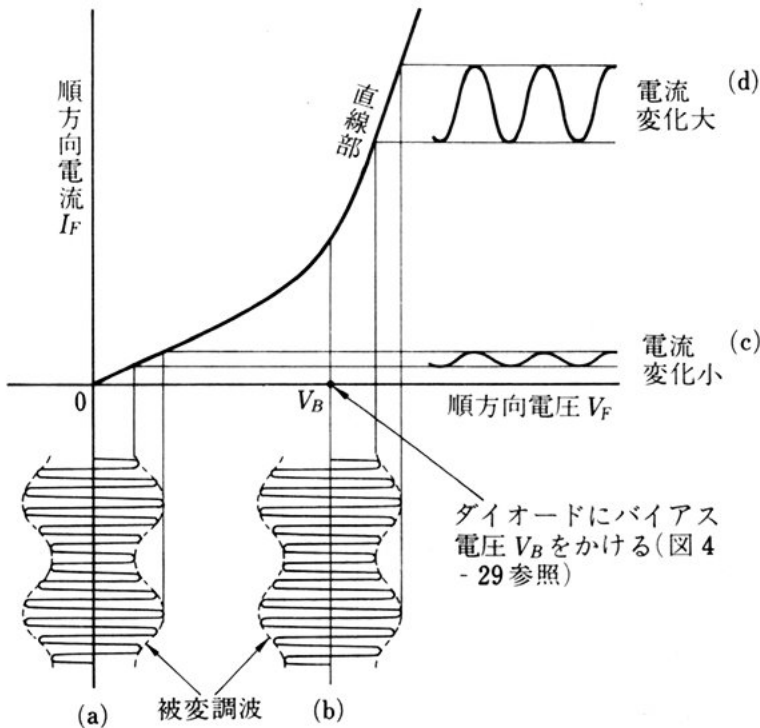



図4－27　ダイオードのバイアス

(c)のように，ダイオードの電流変化は少ない。しかし，同じ振幅の被変調波でも，図(b)のように，あらかじめ特性のわん曲部に被変調波電圧の中心がくるように，ダイオードにバイアス電圧 V_B をかけておくと，図(d)のように，ダイオードの電流変化は大きく，能率がよくなる。後者のようなダイオードの使い方を二乗検波という。

ダイオードの電流は，図4-28の①と②のように，正の部分と負の部分の波形が異なる。そこで，低域フィルタ[①]を用いて搬送波成分を取り除くと，上下の包絡線の差が検波出力となって得られる。

このような二乗検波は，微弱な被変調波の検波に適するが，特性のわん曲部を利用するため，ひずみが大きいという欠点がある。

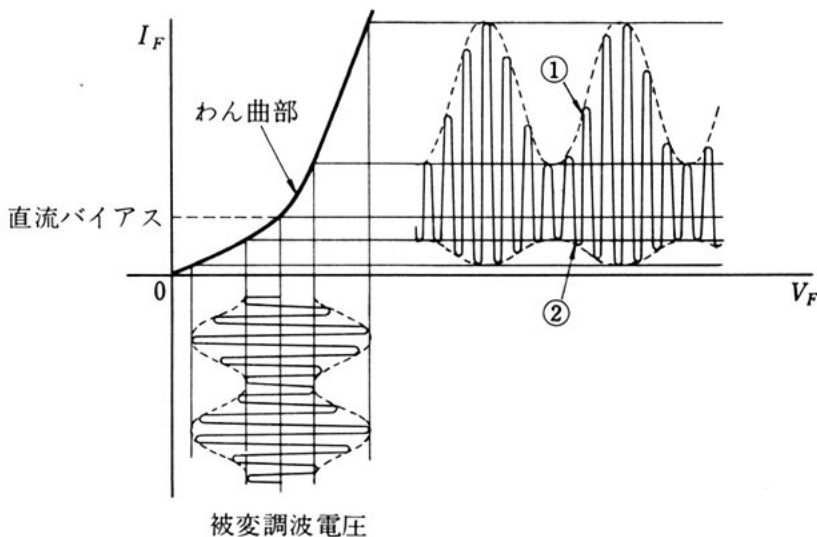



図 4-28　二 乗 検 波

二乗検波回路の実際例

図4-29は，実際の二乗検波回路の例で，比較的小振幅の被変調波の検波に用いられる。被変調波の振幅の中心をダイオードの特性のわん曲部に合わせるために，外部電源6〔V〕によって特性のわん

① 高い周波数成分を減衰させ，低い周波数成分だけを取り出す回路。

曲部の電流に見合ったバイアス電流を流す。

C, R_L の大きさは，信号波の周波数によってその時定数（$\tau=CR$）を適当に選ばなければ，検波された信号波形がひずみを受ける。また，R_L の値は，ダイオードの内部抵抗の10倍以上に選ばれる。

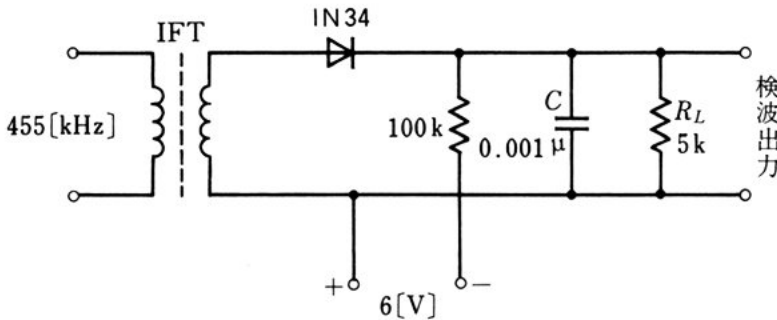



図 4-29　二乗検波回路例

（3） 直 線 検 波

直線検波は，図4-30のように，ダイオードの特性の直線的な部分を利用して被変調波の包絡線の部分を取り出す検波方法である。

直線検波では，二乗検波より大きな振幅の被変調波が必要であるが，直線部分を利用するため出力ひずみが少ないので，一般的に広く用いられる。

直線検波回路の実際例

図4-31は，直線検波回路の例で二乗検波に比べて大きな振幅の被変調波の検波に適しており，ひずみは少ない。C, R_L の値の選び方は二乗検波と同じである。

問 2. 二乗検波と直線検波の特徴をあげよ。

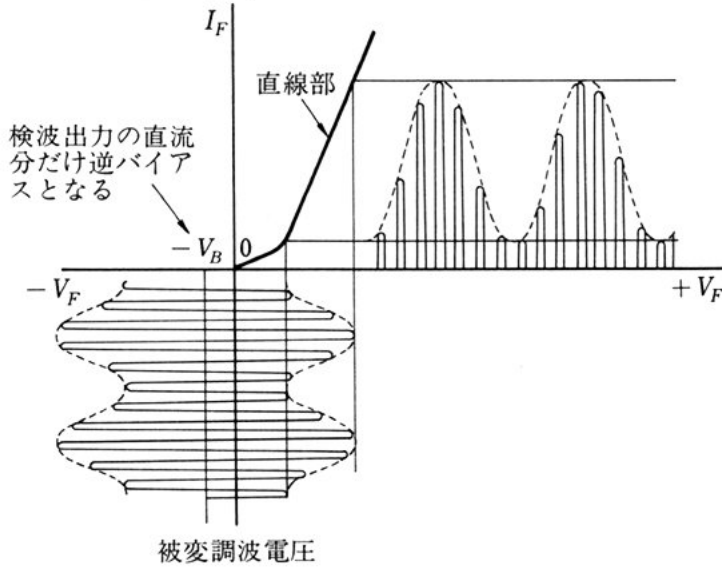



図 4-30 直 線 検 波

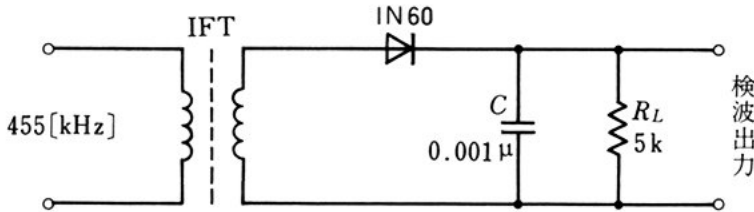



図 4-31 直線検波回路例

3. 周波数被変調波の復調

周波数被変調波や位相被変調波の復調は，これらの被変調波の周波数の偏移を，振幅の変化に変換しなければならない。このような検波方法として，スロープ検波，ピークディファレンシャル検波，レシオ検波，フォスタシーレ検波などがある。ここでは，スロープ検波・ピークディファレンシャル検波・レシオ検波の原理について学ぶ。

(1) スロープ検波回路

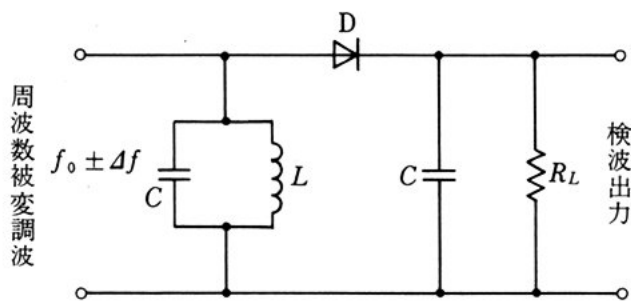
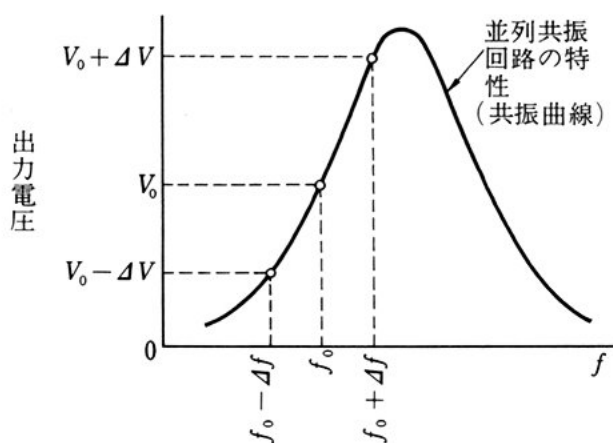
図 4-32(a)はスロープ検波の原理を示したものである。図(b)の

(a) スロープ検波回路

(b) 検波特性

図 4-32　スロープ検波

共振曲線の傾斜の部分を利用して，周波数の偏移を振幅の変化に変換する。周波数被変調波の中心周波数を f_0 とすると，f_0 が共振曲線の傾斜の中央部になるように設計する。被変調波の周波数偏移 $\pm\Delta f$ によって共振回路の両端の電圧は $\pm\Delta V$ だけ変化する。つまり，周波数の偏移が，電圧の変化となるため，周波数被変調波が振幅被変調波に変わったことになる。これを，ダイオードDによって振幅検波すれば，信号波が得られる。

スロープ検波は簡単であるが，共振曲線の傾斜部が直線でないので，周波数の偏移を振幅の変化に変換する場合，直線的に行われず，

ひずみが多くなる欠点がある。

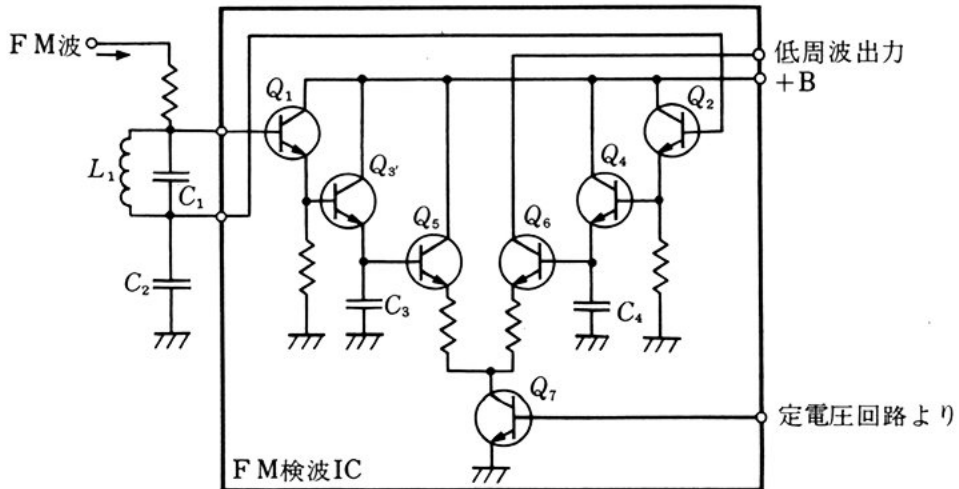
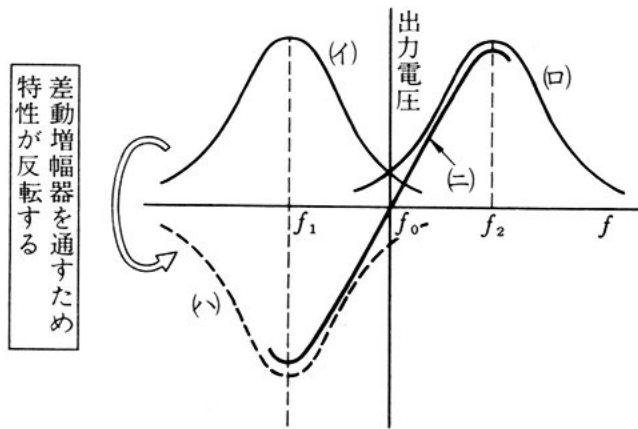
(2) ピークディファレンシャル検波回路

(a) ピークディファレンシャルFM検波回路例

(b) 同調回路の特性

図 4-33 ICを使ったFM検波回路例

図4-33(a)は，ICを使ったピークディファレンシャルFM検波回路例である。

同調回路の L_1, C_1, C_2 による共振特性は，図(b)のように Q_2 のベースに対しては，f_1 の共振周波数をもつ(イ)のような特性となり，Q_1 のベースに対しては，f_2 の共振周波数をもつ(ロ)のような特性となる。この同調回路にはいってきた中心周波数 f_c のFM波は，こ

の同調回路の特性(イ)または(ロ)により，周波数の高低に応じて Q_2 または Q_1 で増幅される。次に，Q_3, Q_4 のベース・エミッタ間ダイオードと C_3, C_4 で振幅検波され，Q_5, Q_6 で差動増幅される。差動増幅器により，(イ)の特性は出力が反転して(ハ)の特性のようになり，検波回路の出力は(ハ)と(ロ)の合成された(ニ)のようなS字形の特性となる。(ニ)の特性は，スロープ検波の特性を逆向きに合成したものと考えられ，スロープ検波より特性の直線部分が広いため，ひずみの少ない検波出力が得られる特徴がある。

（3）　レシオ検波回路

図4－34は，レシオ検波回路の例である。

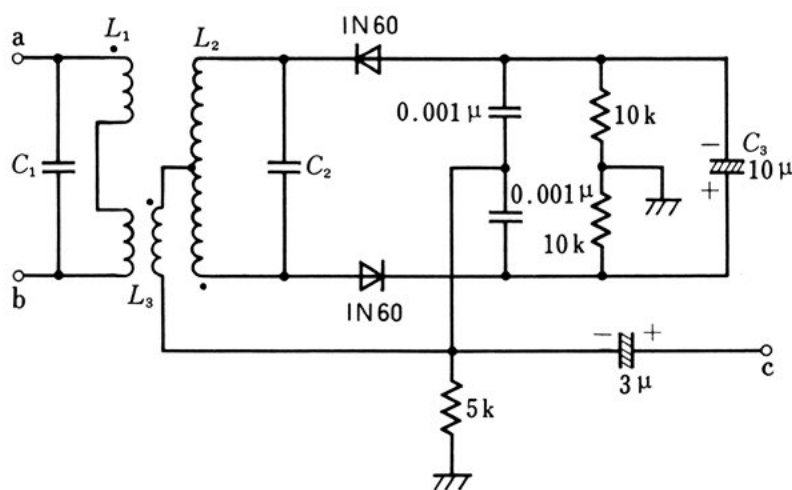



図 4－34　レシオ検波回路例

コイル L_1 に，周波数変調された被変調波を加え，c端子から電圧の振幅変化に変換された検波出力が取り出される。

この回路の特性は，図4－35のようにS字形になり，ピークディファレンシャル検波回路と同様に，特性の直線部分がスロープ検波に比べて広く，ひずみの少ない検波出力が得られる。

この回路では，図4－34の C_3 のはたらきによって，振幅性の雑

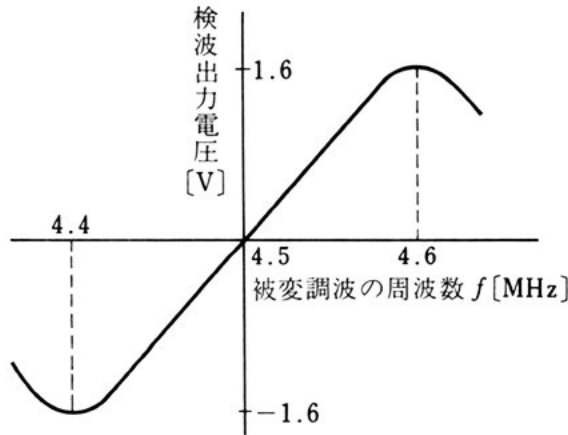



図 4-35　テレビジョン音声回路用レシオ検波の S 字特性

音が吸収されるので，ふつう，検波回路の前段にもうける振幅制限回路を省略することができる。

4. SSB 波の復調

SSB 波は振幅被変調波の一種であるが，搬送波が取り除かれているため，被変調波の包絡線は信号波の波形と相似していない。

そのため，SSB 波をそのままで振幅検波しても，もとの信号波を得ることができない。

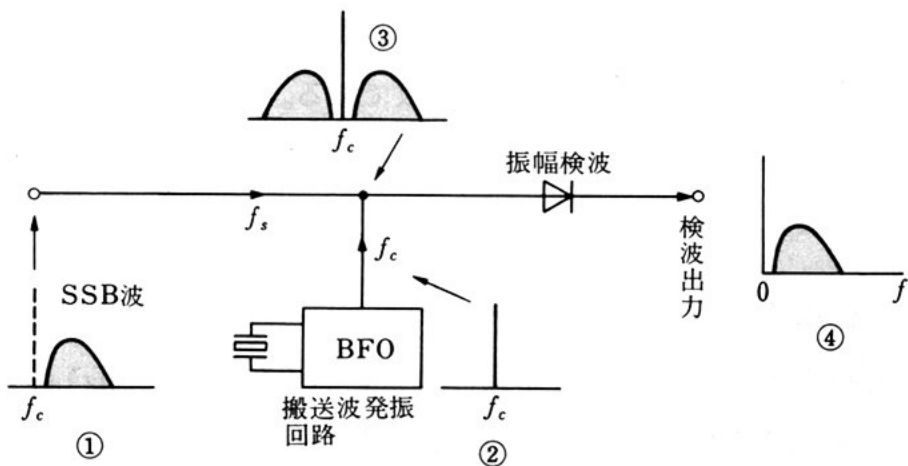



図 4-36　SSB 波の復調

そこで，図4－36のように，取り除かれている搬送波を，発振回路でつくり出し，SSB波に加える。搬送波②とSSB波①の合成波は，③のように振幅被変調波と同じになるので，これを振幅検波すれば，検波出力④が得られる。

このとき，搬送波の周波数は変調のとき取り除いた周波数とまったく同じでないと，検波された信号波にひずみを起こすので注意が必要である。

SSB波復調回路の実際例

図4－37はSSB波復調回路の例である。

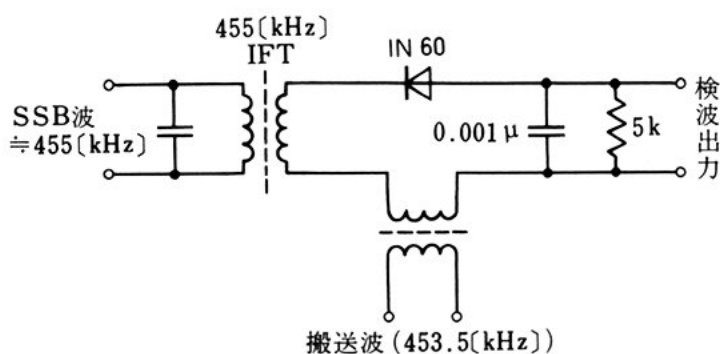
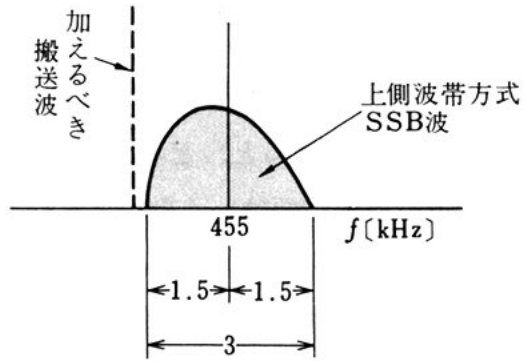



図 4－37　SSB波復調回路例

搬送波の振幅はSSB波の振幅の約10倍ぐらいとし，周波数は変調のときに除去された搬送波の周波数である。この搬送波の周波数が変動すると，検波出力にひずみを発生するので，とくに安定な周波数が必要となる。

＜例題 5＞

上側波帯方式のSSB波の周波数帯域が455±1.5〔kHz〕のとき，復調回路で加えるべき搬送波の周波数を求めよ。

解　復調するSSB波の周波数スペクトルは図のようになる。

したがって，搬送波の周波数は，

$$455-1.5=453.5\,〔\mathrm{kHz}〕$$

となる。

問　　題

1. 振幅変調において，信号波が 100～8000〔Hz〕の周波数帯域をもつとき，1〔MHz〕の搬送波を変調すると，どのような周波数スペクトルになるか描け。また，占有周波数帯幅はいくらになるか。
2. 振幅変調において，被変調波の電力が 500〔W〕であった。変調率 40〔%〕および 60〔%〕のとき，搬送波・上側波・下側波の電力を求めよ。
3. 振幅 1〔V〕の搬送波を変調率 40〔%〕で変調した場合，次の問に答えよ。
   (1) 被変調波の最大振幅・最小振幅
   (2) 側波帯の電力は全体の何〔%〕となるか。
4. 周波数変調において，最大周波数偏移 $\Delta f=50$〔kHz〕，信号波の最高周波数 $f_s=15$〔kHz〕である。占有周波数帯幅はいくらになるか。
5. 二乗検波と直線検波の特徴を比べよ。
6. SSB 変調方式の特徴をあげよ。
7. 振幅変調において，ベース変調回路とコレクタ変調回路の特徴をあげよ。

問 題 解 答

第1章

問 4. 99
問題 9. 157

第2章

問 1. 6〔V〕 **問 4.** 2倍 **問 6.** V_B=1.67〔V〕, V_E=1.07〔V〕, V_C=4.18〔V〕, I_E=1.07〔mA〕 **問 7.** G_{v1}=30.4〔dB〕, G_{v2}=33.1〔dB〕, G_v=63.4〔dB〕 **問 8.** 2450
問 10. 0.52〔%〕 **問 11.** 4倍
問 12. 無信号時に大きくなる。
問 13. 7.6〔kHz〕 **問 14.** 29
問 15. 3〔pF〕 **問 17.** R_B/R_G=2.1 **問 18.** A_v=5, 位相反転
問 19. 300〔mV〕

問題 2. (1) V_{CE}=5〔V〕, I_C=2.5[mA] I_B=18〔μA〕 (2) 140 (3) A_i=160, A_v=160, A_p=25600 (4) 1.6〔V〕
3. R_A=13〔kΩ〕, R_B=45〔kΩ〕, R_E=1〔kΩ〕
4. V_B=1.6〔V〕, V_E=1.0〔V〕, V_C=7.0〔V〕
5. (1) 直流負荷 5〔kΩ〕, 交流負荷 800〔Ω〕 (3) 32 (4) 320〔μF〕 (5) 0.8
6. (1) 90：1 (2) 9.5 (3) 16.7〔mA〕
7. (1) 7.2：1 (2) 1〔W〕 (3) 6.4〔W〕
8. 4.9〔W〕
9. (1) 610〔μH〕 (2) 70 (3) 6.5〔kHz〕 (4) 122〔kΩ〕
10. $-(10v_1+v_2)$

第3章

問題 1. (1) 126.8〔pF〕 (2) 31.7～126.8〔pF〕
2. 0.496〔%〕低くなる。
3. 650.2 [pF]
4. 1.59〔kHz〕
5. 396〔pF〕

第4章

問題 2. 40〔%〕の場合 P_c≒463.0〔W〕
$P_U=P_L$=18.52〔W〕
60〔%〕の場合 P_c≒423.7〔W〕
$P_U=P_L$=38.13〔W〕
3. (1) 最大振幅 1.4〔V〕
最小振幅 0.6〔V〕
(2) 7.4〔%〕
4. 130〔kHz〕

索　引

す

せ

そ

た

ち

つ

て

と

■編修

藤井　信生　　藤井　　眞

石坂陽之助　　福田　　務

井上　正也

岩本　　洋

内山　明治

北川　宗行

庄司　一喜

●表紙・扉AD
多川精一　＋　中野達彦
（東京エディトリアルセンター）

●表紙
飯田敏行

電子技術ⅠA

7	実教	工業　068

昭和57年３月31日　文部省検定済
昭和58年２月25日　初版発行
平成３年１月20日　印　　刷
平成３年１月25日　発　　行

●平成３年12月末まで仮事務所で営業しております。お問い合わせは下記にお願いいたします。

〒160　東京都新宿区新宿6-12-5
新宿松喜ビル
TEL.03-3350-7581

©著作者——●
末松　安晴
ほか９名（別記）

発行者——●
実教出版株式会社
代表者　奥脇　誠治
東京都千代田区五番町５

印刷者——●
中央印刷株式会社
代表者　日岐　弘登
東京都新宿区新小川町４－24

発行所——●
実教出版株式会社
〒102　東京都千代田区五番町５
電話　03—3238—7700（代表）
振替　東京　４－183260

定　価——●
文部大臣が認可し官報で告示した定価〔消費税に相当する金額を含む〕（上記の定価は，各教科書取次供給所に表示します）

トランジスタ

形名	用途	最大定格					しゃ断電流	
		V_{CB} [V]	V_{EB} [V]	I_C [mA]	P_C [mW]	T_j [°C]	I_{CBO} [μA]	V_{CB} [V]
2 SC 321	SW	40	5	200	360	175	1	20
372	AF, RF	60	5	500	400	125	0.1	60
458	RF	30	5	100	200	125	0.5	18
460	RF	30	5	100	200	125	0.5	18
482	RF, PA	40	5	600	600	175	1	30
486	AF, PA	70	5	1.5[A]	800	170	10	30
490	AF, PA	60	5	3[A]	16[W]	150	3[mA]	50
494	AF, PA	50	5	5[A]	50[W]	150	10[mA]	50
504	AF	80	5	600	800	175	10.5	60
538	AF	25	5	50	300	175	1	10
732	AF, LN	35	5	100	300	125	0.1	60
733	AF	35	5	100	300	125	0.1	18
735	AF, RF	35	5	400	300	125	0.1	18
828	AF, RF	30	5	50	250	125	1	10
829	RF	30	5	30	150	125	1	10
945	AF, RF	60	5	100	250	125	0.1	60
1000	AF, LN	60		150	400	125	0.1	60
1047	RF	30	3	15	150	125	10	30
1122	RF, PA	35	4	4.5[A]	30[W]	175	100	15
1173	AF, PA	30	5	3[A]	10[W]	150	1	20

用途　AF：低周波増幅　　RF：高周波増幅　　LN：低雑音増幅

の規格表

(25[°C])

直流電流増幅率			h パラメータ				バイアス		高周波特性	
h_{FE}	V_{CE} [V]	I_C [mA]	h_{fe}	h_{ie} [kΩ]	h_{re} $\times 10^{-4}$	h_{oe} [μS]	V_{CB} [V]	I_E [mA]	f_T [MHz]	C_{ob} [pF]
40	1	10					10	20	450	4
70～140	1	10	140	4	0.5	3	12	1	200	2
140	12	2	130	16.5	0.7	11	5	0.1	230	3.5
35～200	12	2	85				12	2	230	1.8
30～300	2	150	70				10	10	50	15
30～300	2	200	80				10	200	20	50
			80				5	0.5[A]	10	130
			60				5	1[A]	20	80
30～300	2	150	40				10	10	80	13
250	5	2	250	3.5	2.5	35	5	2	150	4.5
200～700	6	2	500				6	1	150	2
70～700	6	2	200				6	1	80	7
70～700	1	100	100				5	50	300	7
65～700	5	2	220	3.6	0.4	20	5	2	220	2.2
40～500	10	1	130				10	1	230	1.3
200	6	1		4.5	4.5	17	6	10	250	3
200～700	6	2	280	7.5	0.62	6.4	6	1	80	6
120	6	1					6	1	650	1.15
40	5	1.5[A]					10	100	400	20
70～240	2	500					2	500	100	35

PA：電力増幅　　SW：スイッチング